



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

KARI KOSKENJOKI

VERKKOVAIHTOSUUNTAAJAN SUUNTAAJASILLAN OPTIMOINTI

Diplomityö

Tarkastaja: professori Heikki Tuusa

Tarkastaja ja aihe hyväksytty

Automaatio-, kone- ja

materiaalitekniikan

tiedekuntaneuvoston kokouksessa

4. huhtikuuta 2012

TIIVISTELMÄ

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Automaatiotekniikan koulutusohjelma

KOSKENJOKI, KARI: Verkkovaihtosuuntaajan suuntaajasillan optimointi

Diplomityö, 70 sivua, 5 liitesivua

Lokakuu 2012

Pääaine: Sähkökäyttöjen tehoelektroniikka

Tarkastaja: professori Heikki Tuusa

Avainsanat: Vaihtosuuntaaja, hyötysuhde, kytkentätaajuus, IGBT,

Puolijohdehäviö

Tällä hetkellä yleisin pakkokommutoidun verkkovaihtosuuntaajan suuntaajasillan topologia pienjännitesovelluksissa on kaksitasoinen, kolmivaiheinen, jännitevälipiirillinen IGB-transistoreilla toteutettu suuntaaja. Sen hyvinä puolina ovat rakenteen ja ohjauksen yksinkertaisuus sekä edullisuus. Puolijohteiden häviöt ovat kuitenkin suuret ja sen seurauksena kytkentätaajuutta ei voida kasvattaa kovin korkeaksi. Kytkentätaajuus on tärkeä parametri, koska verkkovaihtosuuntaajakäytössä tarvitaan LCL-verkkosuodin, jonka koko on kääntäen verrannollinen kytkentätaajuuteen. Tällä hetkellä verkkosuodin on huomattavasti suurempi kuin suuntaajasilta. Monimutkaisemmissa useampitasoisissa topologioissa on pienemmät kytkentähäviöt, mikä mahdollistaa korkeamman kytkentätaajuuden käytön. Näiden topologioiden huonoina puolina ovat monimutkainen rakenne ja ohjaus. Ne ovat kuitenkin nousseet 2-tasoinen suuntaajasillan vaihtoehdoiksi, koska puolijohteiden hinta on laskenut sekä verkkosuotimen materiaalien, raudan ja kuparin, hinnat ovat nousseet.

Tämän työn tavoitteena on tutkia eri suuntaajasillatopologioita ja tuottaa tieto saavutettavista hyötysuhteista eri topologioilla useilla eri kytkentätaajuuksilla ja ulostulovirroilla. Hyötysuhdetarkastelussa otetaan huomioon ainoastaan puolijohteiden häviöt. Vertailussa ovat 2-tasoinen, 3-tasoinen NPC ja 3-tasoinen T-tyypin topologia.

Topologioiden vertailu tehdään Microsoft Excel-pohjaisella simulaattorilla, jolla pystytään laskemaan topologioiden eri puolijohteiden keskimääräisiä häviötehoja halutuissa toimintapisteissä. Jotta topologioiden vertailu olisi tasapuolista ja järkevää, työnsimuloinnin lähtökohtana on, että jokaisen topologian puolijohteilla on fyysisesti sama tila jäähdytysselementillä. Kaupallisesti ei kuitenkaan ole tarjolla sopivia puolijohdemoduleita fyysisesti samankokoisissa moduleissa jokaisella topologialle, jolloin modulit täytyy luoda yksittäisistä puolijohdesiruista. Simulointi suoritettiin kahdella eri välipiirin jännitetasolla, 765 ja 1050 V, jolloin jokaiselle topologialle luotiin kaksi eri jänniteluokan puolijohdemodulia. Simuloinnit tehtiin sekä positiivisella että negatiivisella tehokertoimella, 1-15 kHz kytkentätaajuuksilla ja useilla eri ulostulovirran arvoilla. Rajoittavina tekijöinä simuloinneissa oli puolijohdeliitoksen ja jäähdytysselementin lämpötilat, jotka olivat 140 ja 100 °C.

T-tyypin topologia osoittautui keskimäärin parhaaksi yli 3 kHz:n kytkentätaajuuksilla. Alle 3 kHz:n kytkentätaajuuksilla perinteinen 2-tasoinen topologia tarjoaa parhaan hyötysuhteen ja suurimman ulostulovirran. Yli 10 kHz:n kytkentätaajuuksilla NPC-topologian suorituskyky lähestyy T-tyypin topologiaa ja tietyissä toimintapisteissä se tarjoaa hieman paremman suorituskyvyn. Lisäksi NPC-topologia mahdollistaa huomattavasti korkeamman välipiirin jännitetasoon yleisesti saatavilla olevilla puolijohteilla kuin 2-tasoinen ja T-tyypin topologia, mikä voi nostaa sen parhaimmaksi topologiaksi tietyissä sovelluksissa huolimatta sen hieman heikommasta suorituskyvystä matalemmilla kytkentätaajuuksilla.

ABSTRACT

TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Master's Degree Programme in Automation Technology

KOSKENJOKI, KARI: Active rectifier inverter optimization

Master of Science Thesis, 70 pages, 5 Appendix pages

October 2012

Major: Power Electronics

Examiner: Professor Heikki Tuusa

Keywords: Inverter efficiency, 3-level, IGBT, Semiconductor loss

Today active rectifier inverter in low voltage application is based on three phase 2-level voltage source topology with IGB-transistors. Pros of this technology are simple controllability, number of semiconductors and price. In contrary especially semiconductor switching losses are large and due to that the maximum switching frequency is limited to quite low. Switching frequency is crucial in active rectifier application because size of the line LCL-filter is approximately inversely proportional to switching frequency. Nowadays LCL-filter is considerably larger and heavier than the inverter. Alternative technologies for 2-level inverter topology are multilevel inverters. These topologies offer smaller switching losses so maximum usable switching frequency is higher compared to 2-level topology. Multilevel topologies drawbacks are complex structure, semiconductor count and challenging control. Nevertheless they have become considerable alternative because semiconductor prices have dropped and LCL-filter material costs have risen.

Goal for this thesis is to research different inverter topologies and find out different topologies semiconductor efficiencies with varying switching frequency and output current. Compared topologies are standard 2-level, 3-level NPC and 3-level T-type.

Comparison is carried out with Microsoft Excel based simulator which can be used to determine average semiconductor losses at different simulation points. Basic idea of simulation is to compare topologies with same semiconductor area so they fit same heatsink area. Unfortunately semiconductor modules for each topology with same module size isn't commercially available and therefore applicable modules was created from single semiconductor chips. Two DC-voltage link levels, 765 and 1050 V, corresponding 500 and 690 V grid is used and also two different voltage class modules is created for each topology accordingly. Simulation is made with both positive and negative power factors, switching frequency range 1-15 kHz and multiple output current. Restrictive parameters are semiconductor chip and heatsink temperatures which are 140 and 100 °C accordingly.

3-level T-type topology proved to offer best efficiency when switching frequency was over 3 kHz. Below that standard 2-level topology offers best efficiency and output current. Over 10 kHz switching frequencies NPC topology performance approach T-type and it subtle surpass T-type on some simulation points. Additional NPC topology allows much higher DC-voltage link levels when using commonly available semiconductors (600, 1200 and 1700 V) compared to rival topologies. That may make it the best topology in some applications despite its lower performance especially at lower switching frequencies.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty Vacon Oyj:n tuotekehitysosastolla Vaasassa. Työn tarkastajana toimi professori Heikki Tuusa ja työn ohjaajana DI Juha Norrena.

Haluan kiittää työn ohjaajaa Juha Norrenaa, Nicklas Södöä ja Ari Ristimäkeä saamastani avusta ja palautteesta. Kiitos kuuluu myös Olli Erkkilälle, Tero Hietaselle, Petri Korhille, Matti Takalalle sekä Tuomas Yli-Rahnastolle, joiden kanssa käydyt keskustelut ja pohdinnat auttoivat työn tekemisessä.

Lisäksi suuri kiitos kuuluu avovaimolleni Piialle, kaikesta kannustuksesta ja tuesta työn suorittamisen aikana ja koko opiskeluaikana.

Tampereella 12.9.2012

Kari Koskenjoki
Insinöörinkatu 59 B 64
33720 Tampere

SISÄLLYS

1	Johdanto	1
2	Verkkovaihtosuuntaaja.....	3
2.1	Sovellusalueet	5
2.2	IGB-Transistori	5
2.2.1	Rakenne ja toiminta	5
2.2.2	Vastarinnankytketty diodi	6
2.2.3	Häviöt.....	6
2.3	Puolijohteiden jäähdytys	9
2.4	Verkkovaihtosuuntaajan välipiiri	14
2.5	Säätö ja modulointi	16
2.6	KytKentätaajuus ja suoja-aika	19
2.7	Verkkosuodin	20
2.8	Hyötysuhde ja kustannukset.....	21
3	Suuntaajasiltatopologiat	23
3.1	2LVSI.....	23
3.1.1	Häviölaskenta.....	25
3.2	3LVSI-NPC.....	26
3.2.1	Häviölaskenta.....	29
3.3	3LVSI-Active-NPC.....	31
3.3.1	Häviölaskenta.....	33
3.4	3LVSI-Advanced-NPC/T-tyyppi	33
3.4.1	Häviölaskenta.....	35
3.5	Komponenttien jännitekesto eri jännitetasoilla.....	38
4	Topologioiden vertailu simuloimalla	40
4.1	Modulien laskenta	41
4.1.1	Puolijohdesirut	43
4.2	Simulointipisteet	44
4.3	Simulointitulokset 765 V välipiirin jännitteellä.....	45
4.3.1	$\cos \phi = 0,9$	45
4.3.2	$\cos \phi = -0,9$	50
4.4	Simulointitulokset 1050 V välipiirin jännitteellä.....	54
4.4.1	$\cos \phi = 0,9$	54
4.4.2	$\cos \phi = -0,9$	59
5	Tulosten tarkastelu	64
5.1	Hyötysuhde	64
5.2	Modulikoon kasvattaminen.....	64
5.3	Virhearviointi	65
6	Yhteenveto	67
	Lähteet	68
	Liite 1	71

Liite 2	72
Liite 3	74

TERMIT JA NIIDEN MÄÄRITELMÄT

Lyhenteet

2LVSI	Two Level Voltage Source Inverter
3LVSI	Three Level Voltage Source Inverter
BJT	Bipolar Junction Transistor
NPC	Neutral Point Clamped
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PID	Proportional-Integral-Derivative
PWM	Pulse-Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion

Symbolit

A	Pinta-ala
E	Energia
f	Taajuus
C	Kapasitanssi, kondensaattori
D	Diodi
$DC+$	Välipiirin positiivinen potentiaali
$DC-$	Välipiirin negatiivinen potentiaali
d	Synkronisen koordinaatiston reaaliakseli
G	Puolijohteen epälineaarisuuden korjauskerroin
I	Virran tehollisarvo
i	Virran hetkellisarvo
K	Puolijohteen epälineaarisuuden korjauskerroin
M	Modulointi-indeksi
N	Välipiirin neutraali potentiaali
P	Pätöteho
p.u.	Suhteellisarvo (per unit)
R	Terminen resistanssi
r	Resistanssi
T	Lämpötila, transistori
TK	Lämpötilakerroin
q	Synkronisen koordinaatiston imaginääriakseli
V	Jännitteen tehollisarvo
v	Jännitteen hetkellisarvo
α	Stationäärin koordinaatiston reaaliakseli, lämmönsiirron kerroin

β	Stationäärisen koordinaatiston imaginääriakseli
λ	Lämmönjohtavuus
η	Hyötysuhde
φ	Virran ja jännitteen välinen vaihekulma

Alaindeksit

a	Ympäristö, a-vaihe
av	Keskiarvo
b	b-vaihe
c	Kollektori, c-vaihe, kotelointi
ce	Kollektori-emitteri
ces(sat)	Kollektori-emitteri (saturaatio)
Cond	Johtotila
D	Diodi
DC	Välipiiri
<i>dt</i>	Suoja-aika (dead time)
<i>esw</i>	Kytkenäenergia
<i>f</i>	Myötäsuuntainen (forward)
<i>i</i>	Virta
j	Puolijohdeliitos (junction)
ll	Pääjännite (line-to-line)
ln	Vaihejännite (line-to-neutral)
max	Maksimi
nom	Nimellinen (nominal)
Off	Pois
On	Päälle
out	Ulostulo
ref	Referenssi
rms	Tehollisarvo (root mean square)
<i>rr</i>	Takavirtapiikki (reverse recovery)
RRM	Maksimi toistuva estosuuntainen (Maximum Repetitive Reverse)
s	Jäähdytyslementti
Sw	Kytkenä
T	Transistori
th	Terminen (thermal)
trig	Liipaisinaalto
<i>v</i>	Jännite

1 JOHDANTO

Verkkovaihtosuuntaaja on tehoelektroniikkalaite, jolla voidaan vaihtosuunnata tasajännitettä ja syöttää sähköenergiaa sähköverkkoon. Se voi toimia myös päinvastaisesti, jolloin se tasasuuntaa sähköverkon vaihtojännitteen tasajännitteeksi. Tällä hetkellä yleisin pakkokommutoidun verkkovaihtosuuntaajan suuntaajasillan topologia pienjännitesovelluksissa on kaksitasoinen, kolmivaiheinen ja jännitevälipiirillinen IGB-transistoreilla (Insulated gate bipolar) toteutettu suuntaaja. Sen yleisyys johtuu yksinkertaisesta rakenteesta, helposta ohjauksesta ja edullisesta hinnasta. Kuitenkin puolijohteiden kehitys ja hinnan lasku, raudan ja kuparin hinnannousu sekä mikroprosessorien kasvanut suorituskyky ovat muuttaneet eri suuntaajasillatopologioiden välisiä kustannuseroja. Näin ollen esimerkiksi monimutkaisemmat monitasoiset topologiat ovat nousseet perinteisen kaksitasoisen suuntaajasillan vaihtoehdoiksi myös pienjännitesovelluksissa. Monitasoiset suuntaajat eivät kuitenkaan ole uusi keksintö, vaan niitä on esitetty kirjallisuudessa jo 80-luvun alussa. Tällä hetkellä niitä käytetään melko yleisesti keskijännitesovelluksissa, joissa komponenttien jännitekesto rajoittaa yksinkertaisempien topologioiden käyttöä.

Tällä hetkellä verkkovaihtosuuntaajan verkkosuodin on huomattavasti suurempi ja painavampi kuin pelkkä vaihtosuuntaussilta. Sen kokoa on kuitenkin mahdollista pienentää kasvattamalla puolijohteiden kytkentätaajuutta, koska suotimen komponenttien arvot ovat kääntäen verrannollisia kytkentätaajuuteen, kun suotimelta edellytetään samaa suorituskykyä. Kytkentätaajuuden nostamisen haittana on puolijohteiden häviöiden kasvaminen ja sen seurauksena hyötysuhteen huononeminen. Näin ollen suuntaajasillan optimaalinen kytkentätaajuus on kompromissi verkkosuotimen koon ja puolijohteiden häviöiden sekä hyötysuhteen välillä.

Puolijohdepinta-ala vaikuttaa puolijohteen termiseen suorituskykyyn ja tämän seurauksena sen liitoslämpötilaan. Puolijohteen häviöt ovat lämpötilariippuvaisia ja mitä matalampi on liitoslämpötila sitä pienemmät ovat puolijohteen häviöt ja sitä parempi suuntaajasillan hyötysuhde. Optimaalinen puolijohdemäärä on hankala määrittää, koska suuremman puolijohdemäärän lisäkustannus ei saa olla suurempi kuin parantuneen hyötysuhteen aikaansaama säästö, joka taas riippuu energian hinnasta.

Topologioiden tasapuolinen vertailu edellyttää, että osa eri topologioiden parametreista asetetaan samoiksi. Näitä voivat olla esimerkiksi topologioiden kustannukset tai niiden vaatima fyysinen tila. Tässä työssä keskitytään jälkimmäiseen eli vertailu tehdään niin, että jokaisella topologialla on sama fyysinen tila puolijohteille. Valitettavasti kaupallisesti ei ole saatavilla samankokoisia puolijohdemoduleita jokaiselle topologialla, vaan sopivat moduulit luodaan oikeiden puolijohdesirudatojen pohjalta. Tämän seurauksena niiden parametrit tarvitsee laskea, koska valmista mittaustietoa puolijohteiden parametreista ei ole saatavilla. Moduulit luodaan yksittäisistä

puolijohdesirusta, jolloin voidaan käyttää jokaisella topologialle optimaalisia siruja ja vertailu on tasapuolista.

Suuntaajasiltatopologioita on aikaisemmin vertailtu ja tutkittu melko paljon. Teichman & Bernet (2005) ovat vertailleet 2- ja 3-tasoisien suuntaajasillan häviöitä, maksimi kytkentätaajuutta, verkkosuotimen fyysistä kokoa ja hintaa sekä suuntaajasiltojen investointi- ja käyttökustannuksia. Friedli & Kolar (2009) ja Schweizer et al. (2010) ovat tutkineet eri topologioiden tarvitsemia puolijohdepinta-aloja eri toimintapisteissä. Näissä tutkimuksissa puolijohteiden parametrit on laskettu aikaisemmissa tutkimuksissa saaduilla yhtälöillä ja häviölaskennassa ei ole otettu huomioon lämpötilan vaikutusta. Häviö- ja lämpötilalaskennassa on lisäksi oletettu kiinteä jäähdytysselementin lämpötila.

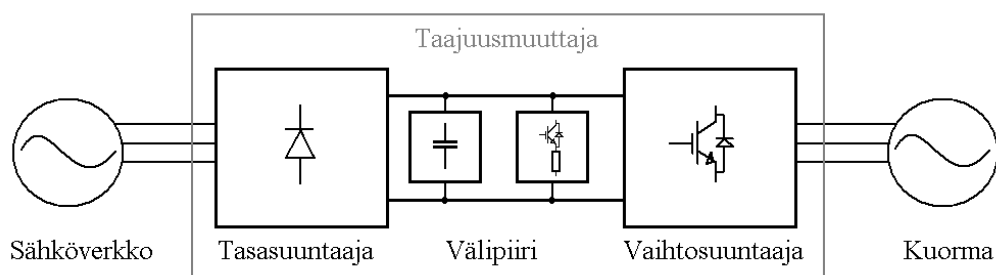
Tämän työn tavoitteena on tutkia eri pakkokommutoitujen suuntaajasiltatopologioiden ominaisuuksia verkkovaihtosuuntaaja-sovelluksessa ja simuloida topologioiden hyötysuhteita erilaisissa toimintapisteissä. Simuloinneissa keskitytään ulostulovirran, kytkentätaajuuden ja puolijohdepinta-alan vaikutuksiin hyötysuhteeseen. Työssä tarkasteltavat topologiat rajataan jo kaupallistettuihin tai lähitulevaisuudessa kaupallistettaviin vaihtoehtoihin. Myös erillisen muuntajan tarvitsevat topologiat jätetään työn ulkopuolelle. Työ on osa kokonaisuutta, jossa pyritään etsimään verkkovaihtosuuntaajan optimimitoitusta, kun huomioidaan vaihtosuuntaajan lisäksi myös verkkosuodattimen kustannukset ja saavutettu kokonaishyötysuhde.

Tämän työn luvussa 2 tutustutaan verkkovaihtosuuntaajaan ja sen tärkeimpiin osakokonaisuuksiin ja keskeisiin parametreihin. Lyhyesti esitellään myös verkkovaihtosuuntaajan ohjaus- ja säätöjärjestelmä sekä 2-tasoisien ja 3-tasoisien suuntaajasillan eroavaisuuksia. Tarkemmin paneudutaan IGB-transistorin rakenteeseen, toimintaan ja häviöiden muodostumiseen sekä sen ja jäähdytysjärjestelmän termiseen suoritussykyyn vaikuttaviin asioihin. Luvussa 3 esitellään työssä tutkittavat suuntaajasiltatopologiat ja niiden ominaisuuksia. Luvun lopussa käsitellään vielä topologioiden puolijohteiden jännitekestoa eri suuntaajasillan välipiirin jännitteillä. Luvussa 4 esitellään käytetty simulointimalli ja sen toiminta sekä käydään läpi puolijohdemoduleiden laskentatapa ja suoritettavat simuloinnit. Simulointitulokset esitellään myös luvussa 4. Luvussa 5 tarkastellaan simuloinnin tuloksia ja pohditaan niiden pohjalta suuntaajasillan topologiaa ja optimimitoitusta sekä käsitellään lyhyesti simulointimallin ja –tavan virhetekijöitä. Luvussa 6 on yhteenveto.

2 VERKKOVAIHTOSUUNTAAJA

Taajuusmuuttaja on tehoelektroniikkalaite, jolla voidaan esimerkiksi säätää sähkömoottorin pyörimisnopeutta syöttötaajuutta muuttamalla. Kuvassa 2.1. on esitetty perinteisen kolmivaiheisen taajuusmuuttajan osakokonaisuudet. Sähköverkon puolella on kolmivaiheinen dioditasasuuntaussilta, joka tasasuuntaa sähköverkon vaihtojännitteen tasajännitteeksi. Välipiirissä on energiavarastona kondensaattori, joka suodattaa tasasuuntaajan pulssimaista tasajännitettä sekä kuorman vaihteluista aiheutuvia tehopiikkejä. Vaihtosuuntaajassa eli suuntaajasillassa on kolmivaiheinen tehopuolijohdesilta, joka muuttaa tasajännitteen takaisin vaihtojännitteeksi.

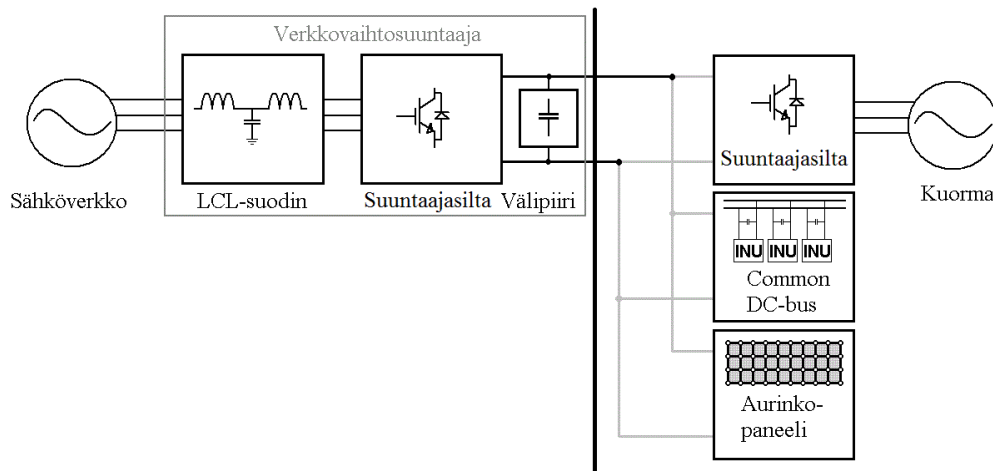
Perinteisessä taajuusmuuttajassa on kaksi merkittävää ongelmaa. Ensimmäinen on dioditasasuuntaajasta aiheutuva yksisuuntainen tehonsiirto. Tämä tarkoittaa sitä, että tehoa voidaan siirtää ainoastaan sähköverkosta kuormaan. Käytöissä, joissa kuormana olevaa sähkömoottoria halutaan jarruttaa, välipiiriin tarvitsee lisätä jarrukatkoja, joka muuttaa jarrutusenergian jarruvastuksessa lämmöksi. Tästä aiheutuu turhaa energiahukkaa ja usein jarruvastus on fyysisesti suuri verrattuna koko taajuusmuuttajaan. Toinen merkittävä ongelma on dioditasasuuntaajan aiheuttama verkkovirran säröytyminen. Tätä ongelmaa voidaan vähentää sähköverkon ja taajuusmuuttajan väliin tai taajuusmuuttajan välipiiriin kytketyillä kuristimilla, mutta niidenkin avulla verkkovirta sisältää runsaasti särökomponentteja. Lisäksi kuristimet ovat kalliita, painavia, häviöllisiä ja ne vievät huomattavasti tilaa.



Kuva 2.1. Taajuusmuuttajan osakokonaisuudet

Ratkaisuna edellisiin ongelmiin ja rajoitteisiin on dioditasasuuntaajan korvaus vaihtosuuntaussillalla, jolla voidaan siirtää sähköenergiaa sekä sähköverkosta kuormaan että kuormasta sähköverkkoon. Koska tehonsiirto on kaksisuuntaista, välipiiriin jarrukatkoja voidaan jättää pois ja jarrutustilanteissa syntyvä energia pystytään syöttämään takaisin sähköverkkoon. Kuvassa 2.2. on esitetty verkkovaihtosuuntaajan osakokonaisuudet ja vaihtoehtoisia sovellusalueita. Verkkovaihtosuuntaaja muodostuu

suuntaajasillasta, verkkosuotimesta ja välipiiristä. Suuntaajasilta on fyysisesti täysin vastaava kuin perinteisen taajuusmuuttajan vaihtosuuntaaja, mutta sitä ohjataan sovelluksesta riippuen hieman eri tavalla. Myös välipiiri on täysin vastaava kuin taajuusmuuttajassa. Taajuusmuuttajasta poiketen verkkovaihtosuuntaaja sisältää verkkosuotimen, joka suodattaa suuntaajasillan tuottamasta jännitteestä ja virrasta särökomponentit pois. Verkkosuotimen ja suuntaajasillan ohjauksen avulla verkkovaihtosuuntaajan aiheuttama verkkovirran särö on murto-osa perinteisen diodisillalla varustetun taajuusmuuttajan aiheuttamasta säröstä. Suuntaajasillan ohjauksella voidaan myös vaikuttaa verkkovaihtosuuntaajan tehokertoimeen, jolloin sitä voidaan käyttää loistehon kompensointiin.



Kuva 2.2. Verkkovaihtosuuntaajan osakokonaisuudet ja tyypillisiä sovellusalueita

Pienjännitesovelluksissa suuntaajasillassa käytetään nykyisin tyypillisesti IGBT-transistoreja, koska niiden jännite- ja virtakesto sopivat valtaosaan sovelluksista. IGBT:n ohjaus saadaan toteutettua yksinkertaisesti sekä edullisesti ja sen kytkentänopeus on myös hyvä, jolloin suuntaajasillan kytkentätaajuus saadaan nostettua useimmille sovelluksille riittävälle tasolle.

Vaihtosuuntaaja voidaan toteuttaa monella tavalla. Tällä hetkellä pienjännitesovelluksissa selkeästi yleisin toteutustapa on kaksitasoinen topologia. Kaksitasoisen topologian pääpiiri on esitetty kuvassa 3.1. Kolmivaiheisena se koostuu 6:sta transistorista ja 6:sta vastarinnankytketystä diodista. Sen hyvinä puolina ovat komponenttien pieni määrä, ohjauselektroniikan yksinkertaisuus ja edullisuus. Huonoina puolina ovat sen tuottama ulostulojännitteen aaltomuoto, mihin palataan myöhemmin luvussa 2.5, ja puolijohteiden suuret kytkentähäviöt. Puolijohteiden hinnanlasku on nostanut monimutkaisemmat 3-tasoiset topologiat kaksitasoisen vaihtoehdoiksi. Niiden tuottama ulostulojännite on parempaa, mutta haittapuolena ne vaativat jopa kolminkertaisen määrän puolijohdekomponentteja ja ohjauselektroniikkaa. Tämä nostaa niiden kustannuksia ja monimutkaistaa puolijohteiden ohjausta. Ohjaus vaatii myös enemmän prosessoritehoa, mikä ei kuitenkaan tänä päivänä ole enää kynnyskysymys topologian valinnassa.

2.1 Sovellusalueet

Kuvassa 2.2. on esitetty myös tyypillisiä verkkovaihtosuuntaajan sovellusalueita, jotka voidaan karkeasti jakaa kahtia. Ensimmäisenä ovat käytöt, joissa tasajännite muutetaan vaihtojännitteeksi. Tällainen käyttö on esimerkiksi aurinkosähkövoimalaitos, jossa aurinkopaneelin tuottama tasajännite vaihtosuunnataan ja syötetään sähköverkkoon. Toisena ovat käytöt, joissa vaihtojännite muutetaan tasajännitteeksi. Tällaisesta käytöstä tyypillinen esimerkki on common DC-bus-järjestelmä, jossa verkkovaihtosuuntaaja syöttää useamman sähkökäytön tasajänniteverkkoa.

Lisäksi on sovellusalueita, joissa verkkovaihtosuuntaajaa käytetään kaksisuuntaiseen tehonsiirtoon. Tällainen käyttö on esimerkiksi hissikäyttö, jossa hissien noustessa ylöspäin verkosta otetaan tehoa ja alaspäin mentäessä jarrutustehoa syötetään takaisin verkkoon. Pakkokommutoitua verkkovaihtosuuntaajaa käytetään myös silloin, kun perinteisen dioditasasuuntauksen aiheuttama verkkovirran särötaso on liian suuri.

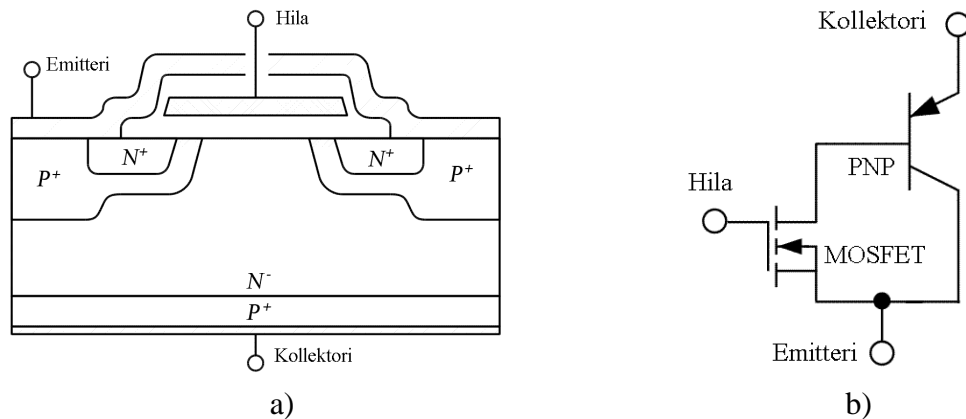
2.2 IGB-Transistori

IGB-transistori on jänniteohjattu puolijohdekytkin. Tämä suhteellisen uusi transistorityyppi esitettiin ensimmäisen kerran kirjallisuudessa vuonna 1979. Sen kaupallistuminen tapahtui vuonna 1983. Siinä yhdistyvät BJ-transistorin (bipolar junction) ja MOSFE-transistorin (metal oxide semiconductor field effect) ominaisuudet. IGBT:ssä on BJT:n pienet johtavantilanhäviöt ja MOSFET:n yksinkertainen ja pienihäviöinen ohjattavuus. Nykyisin IGBT on käytetyin tehopuolijohdekomponentti 600-2500 V jännitetasoilla, keskitehoisissa ja noin 20 kHz:n kytkentätaajuuksille asti. Kaupallisesti yleisesti saatavissa on 600, 1200, 1700 V jännitekestoisia ja 2400 ampeerin virtaluokitukseen asti olevia IGBT moduleita. Lisäksi muutamalla puolijohdevalmistajalla on tarjolla myös 2500 ja 3300 V jännitekestoisia IGB-transistoreita, mutta ne ovat huomattavasti harvinaisempia kuin edellä mainittujen jänniteluokkien transistorit. Moduulit koostuvat useista rinnankytketyistä IGBT-siriuista, jotka ovat tyypillisesti virtaluokitukseltaan 10-150 A. (Khanna 2003, s.5-17)

2.2.1 Rakenne ja toiminta

IGB-transistorilla on monia rakennevaihtoehtoja. Kuvassa 2.3. on esitetty perinteisen IGBT:n poikkileikkaus ja sijaiskytkentä. Se muodostuu PNPN-liitoksesta ja eristetystä ohjausterminalista, jota kutsutaan hilaksi. Kaksi muuta terminaalista ovat kollektori ja emitteri. Kun kollektori-emitteri jännite on positiivinen ja hilalla ei ole ohjausta, N- ja emitterin puoleinen P+ puolijohdeliitos on estosuuntaan biasoitu ja transistori ei johda. Kun kollektori-emitteri jännite on negatiivinen ja hilalla ei ole ohjausta, N- ja kollektorin puoleinen P+ puolijohdeliitos on estosuuntaan biasoitu ja transistori pysyy johtamattomassa tilassa. Transistori saadaan johtamaan tilaan, kun kollektori-emitteri jännite on positiivinen ja hila-emitteri jännite asetetaan riittävän suureksi. Kun hila-

emitteri jännite laskee tietyn rajan alapuolella, transistori siirtyy johtamattomaan tilaan. (Khanna 2003, s.5-17)



Kuva 2.3. IGB-transistorin a) poikkileikkaus ja b) sijaiskytkentä (Khanna 2003, s.14-15)

Johtavaan ja johtamattomaan tilaan siirtyminen ei tapahdu äärettömän nopeasti, vaan virta nousee ja jännite laskee, tai päinvastaisesti, tietyssä ajassa. Näitä aikoja kutsutaan transistorin päällekytkentä- ja poiskytkentäajoiksi. Tällöin transistorin yli vaikuttaa jännite ja sen läpi kulkee samanaikaisesti virta. Tämä aiheuttaa transistorin päällekytkentä- ja poiskytkentähäviön. (Mohan et al. 2003, s.21-22)

2.2.2 Vastarinnankytketty diodi

Nykyiset IGB-transistorit on kehitetty mahdollisimman pienihäviöisiksi. Tämä on aiheuttanut niiden estosuuntaisen jännitekeston pienentymisen ja tyypillisesti ne kestävät ainoastaan muutamasta voltista muutamaa kymmeneen volttiin estosuuntaista jännitettä rikkoutumatta. Ominaisuudesta ei silti ole haittaa, koska useimmissa sovelluksissa estosuuntaista jännitettä ei synny. Mikäli estosuuntainen jännite on sovelluksessa mahdollinen, IGB-transistorin rinnalle kytketään diodi, joka on myötäbiasoitu IGBT:n estosuuntaan. Toisin sanoen diodi johtaa, kun jännite transistorin yli on estosuuntainen ja näin diodi rajoittaa estosuuntaisen jännitteen muodostumisen. Kuten IGB-transistorit, yksi diodi voi koostua useista rinnakkain kytketyistä diodisiruista. (Linder 2006, s.227)

2.2.3 Häviöt

Taulukossa 2.1. on vertailtu eri jänniteluokkien IGB-transistorien ja niiden kanssa vastarinnankytkettyjen diodien ominaisuuksia. Vertailun moduulit ovat Semikronin valmistamia ja ne kuuluvat SEMiX-tuoteperheeseen. Moduleiden nimellisvirta on 300 A ja ne perustuvat Trench-tyyppiseen hilarakenteeseen ja 3:n sukupolven IGBT teknologiaan. Yksi moduli sisältää kaksi sarjaankytkettyä IGB-transistoria ja kaksi diodia, jotka ovat vastarinnankytkettyjä transistorien kanssa. Taulukossa $V_{ce(sat)}$ arvo on IGB-transistorin puolijohteen ylijäävä jännite nimellisellä virralla. E_{on} ja E_{off} ovat päälle-

ja poiskytkentäenergiat referenssitoimintapisteessä. E_{rr} on IGBT:n vastarinnankytketyn diodin takavirtapiikistä aiheutuva poiskytkentäenergia referenssitoimintapisteessä ja V_f on diodin ylijäävä jännite nimellisvirralla.

Taulukko 2.1. IGBT-modulien parametrien vertailu jänniteluokan mukaan (Semikron SEMiX302GB066Hds, SEMiX452GB126Hds, SEMiX452GB176Hds datalehdet)

IGBT-Moduli	V_{ce} [V]	I_{cnom} [A]	$V_{ce(sat)}$ [V]	E_{on} [mJ]	E_{off} [mJ]	E_{rr} [mJ]	V_f [V]
SEMIX 302GB066Hds	600	300	1,45	11,5	15	7,5	1,4
SEMIX 452GB126Hds	1200	300	1,7	35	45	33	1,6
SEMIX 452GB176Hds	1700	300	2	180	110	46	1,7

Jännitekesto vaikuttaa huomattavasti puolijohteiden häviöihin. Huomionarvoista on, että kytkentäenergiat 3-4 kertaistuvat, kun jännitekesto kaksinkertaistuu ja IGBT:n sekä vastarinnankytketyn diodin yli jäävä jännite nimellisvirralla kasvaa noin 1,15-1,25 kertaiseksi jännitekeston kaksinkertaistuessa.

IGBT-transistorin häviöt muodostuvat johtotila-, kytkentä- ja estotilahäviöistä. Estotilahäviö on johtamattoman tilan vuotovirran aiheuttama häviö ja useimmissa pienjännitesovelluksissa se on niin pieni, että se voidaan jättää huomiotta. Näin keskimääräinen häviöteho voidaan ilmaista

$$p_{IGBT} = p_{Cond,T} + p_{Sw,T}, \quad (2.1)$$

jossa $p_{Cond,T}$ on johtotilahäviöt ja $p_{Sw,T}$ on kytkentähäviöt. Johtotilahäviö aiheutuu transistorin ylijäävästä jännitteestä ja sen läpi kulkevasta virrasta. Se voidaan edelleen jakaa kahteen osaan, jotka ovat kynnysjännitteen aiheuttama ja puolijohteen resistanssin aiheuttama häviö. Hetkellinen johtotilahäviö voidaan näin ilmaista

$$p_{Cond,T} = v_{ce}(t) * i_c(t) = v_{ce0} * i_c(t) + r_{ce} * i_c^2(t), \quad (2.2)$$

jossa v_{ce0} on IGBT:n yli oleva jännite nolla virralla, i_c on kollektorivirta ja r_{ce} on IGBT:n resistanssi. Kun yhtälö (2.2) integroidaan yhden kytkentäjaksan yli, keskimääräinen johtotilahäviö voidaan kirjoittaa

$$P_{Cond,T} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} [v_{ce0} * i_c(t) + r_{ce} * i_c^2(t)] dt = v_{ce0} * I_{c,av} + r_{ce} * I_{c,rms}^2, \quad (2.3)$$

jossa $I_{c,av}$ on IGBT:n kollektorivirran keskiarvo ja $I_{c,rms}$ on kollektorivirran tehollisarvo.

Kytkeäjähäviöt muodostuvat päällekytkentä- ja poiskytkentähäviöistä

$$P_{Sw,T} = P_{Sw,T,On} + P_{Sw,T,Off} = E_{on,T} * f_{sw} + E_{off,T} * f_{sw} = E_{esw} * f_{sw}, \quad (2.4)$$

jossa $E_{on,T}$ on IGBT:n päällekytkentä- ja $E_{off,T}$ on poiskytkentäenergia, f_{sw} on transistorin kytkentätaajuus ja E_{esw} on päällekytkentä- ja poiskytkentäenergian summa. (Infineon Technologies 2009)

IGBT:n häviöt riippuvat puolijohteen liitoslämpötilasta, koska parametrit V_{ce0} , r_{ce} ja E_{esw} ovat lämpötilariippuvaisia. Johtotilanhäviöihin vaikuttavien parametrien, V_{ce0} ja r_{ce} , lämpötilariippuvuudet noudattavat yhtälöitä

$$V_{ce0}(T_{j,T}) = V_{ce,25^\circ C} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C) \quad (2.5)$$

ja

$$r_{ce}(T_{j,T}) = r_{ce,25^\circ C} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C), \quad (2.6)$$

joissa $T_{j,T}$ on puolijohteen liitoslämpötila, TK_{vce} ja TK_{rce} ovat lämpötilariippuvuuskertoimia ja ne vaihtelevat puolijohteen valmistustekniikan mukaan. Kynnysjännitteen lämpötilakerroin on negatiivinen, mikä tarkoittaa, että transistorin kynnysjännite pienenee lämpötilan kasvaessa. Näin myös kynnysjännitteen aiheuttama häviöteho pienenee liitoslämpötilan kasvaessa. Resistanssin lämpötilariippuvuuskerroin on positiivinen ja näin resistanssin aiheuttama häviöteho suurenee lämpötilan noustessa. (Wintrich et al. 2011, s. 281-285)

Liitoslämpötilan vaikutus kytkentähäviöihin on

$$E_{esw}(T_{j,T}) = E_{esw,ref} * \left(1 + TK_{esw} * (T_{j,T} - T_{ref})\right), \quad (2.7)$$

jossa $E_{esw,ref}$ on referenssilämpötilan kytkentähäviö, T_{ref} on kyseinen referenssilämpötila ja TK_{esw} on lämpötilariippuvuuskerroin. (Wintrich et al. 2011, s. 281-285)

Kytkehtähäviöihin vaikuttaa lämpötilan lisäksi kytkettävä jännite ja virta. Niiden vaikutus on

$$E_{esw}(I_c, V_{ce}) = E_{esw,ref} * \left(\frac{I_{c,av}}{I_{ref}}\right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}}\right)^{K_{v,T}}, \quad (2.8)$$

jossa I_{ref} on referenssikytkentähäviön kytkentävirta ja V_{ref} vastaava jännite. $I_{c,av}$ ja V_{ce} ovat halutun toimintapisteen keskimääräinen kollektorivirta ja transistorin yli oleva jännite. Termit $K_{i,T}$ ja $K_{v,T}$ ovat virta- ja jänniteriippuvuuskertoimia, jotka vaihtelevat puolijohteen valmistustekniikan mukaan. Yhdistämällä yhtälöt (2.4), (2.7) ja (2.8), kytkentähäviöiksi saadaan

$$P_{Sw,T}(f_{sw}, I_c, V_{ce}, T_{j,T}) = E_{esw,ref} * f_{sw} * \left(\frac{I_{c,av}}{I_{ref}}\right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}}\right)^{K_{v,T}} * (1 + TK_{esw} * (T_{j,T} - T_{ref})). \quad (2.9)$$

Vastarinnankytketyn diodin häviöt muodostuvat niin ikään kytkentä- ja johtotilanhäviöistä. Johtotilanhäviö on täysin vastaava kuin IGBT:lla ja se voidaan ilmaista yhtälöllä (2.2) tai (2.3). Kytkentähäviöt ovat myös vastaavat kuin IGBT:lla, mutta päällekytkentähäviö on usein niin pieni, että se voidaan useimmissa tapauksissa jättää huomiotta. Yhtälöissä (2.7), (2.8) ja (2.9) olevat lämpötila-, virta- ja jänniteriippuvuuskerroin ovat myös eri diodilla kuin IGBT:lla ja niin ikään ne vaihtelevat eri diodeilla valmistustekniikan mukaan. (Wintrich et al. 2011, s. 281-285)

IGBT:n hilajännite vaikuttaa sen kynnysjännitteeseen ja sitä kautta myös kynnysjännitteen aiheuttamaan häviöön. Mitä suurempi hilajännite, sitä pienempi on transistorin kynnysjännite ja sitä pienemmät häviöt. Hilajännitettä ei kuitenkaan voida nostaa tiettyä tasoa korkeammaksi, koska tällöin IGBT:n sammutusta ei pystytä hallitsemaan vikatilanteissa. Hilalla on myös rajallinen jännitekesto. Hilan virtaa kytkentätilanteissa rajoitetaan hilavastuksella, joka vaikuttaa myös hilan jännitteen nousu- tai laskunopeuteen, jotka taas vaikuttavat transistorin sytytys- ja sammutusaikaan. Kytkentäaika vaikuttaa suoraan kytkentähäviöiden suuruuteen. Mitä pienempi resistanssinen hilavastus, sitä nopeammin hila varautuu ja purkautuu ja sitä nopeammin transistorin kytkentätila muuttuu, jolloin kytkentähäviöt ovat pienemmät. (Chokhawala et al. 1995)

2.3 Puolijohteiden jäähdytys

Puolijohteiden mitoituksessa yksi tärkeimmistä parametreista on liitoslämpötila, joka ei saa nousta liian korkeaksi. Jotta liitoslämpötila saadaan pidettyä sopivalla tasolla, tarvitsee puolijohteita jäähdyttää riittävän tehokkaasti. Liitoslämpötila voidaan laskea

$$T_j = T_a + P_{loss} * R_{th(j-a)}, \quad (2.10)$$

jossa T_a on jäähdyttävän väliaineen lämpötila, P_{loss} on puolijohteen häviöteho ja $R_{th(j-a)}$ on liitoksen ja jäähdyttävän väliaineen välinen termien resistanssi. Näin termien resistanssi määrää, paljonko puolijohteessa saa syntyä häviöitä niin, että liitoslämpötila pysyy vielä sallituissa rajoissa. Kun yhtälö (2.10) ratkaistaan termien resistanssin suhteen, saadaan

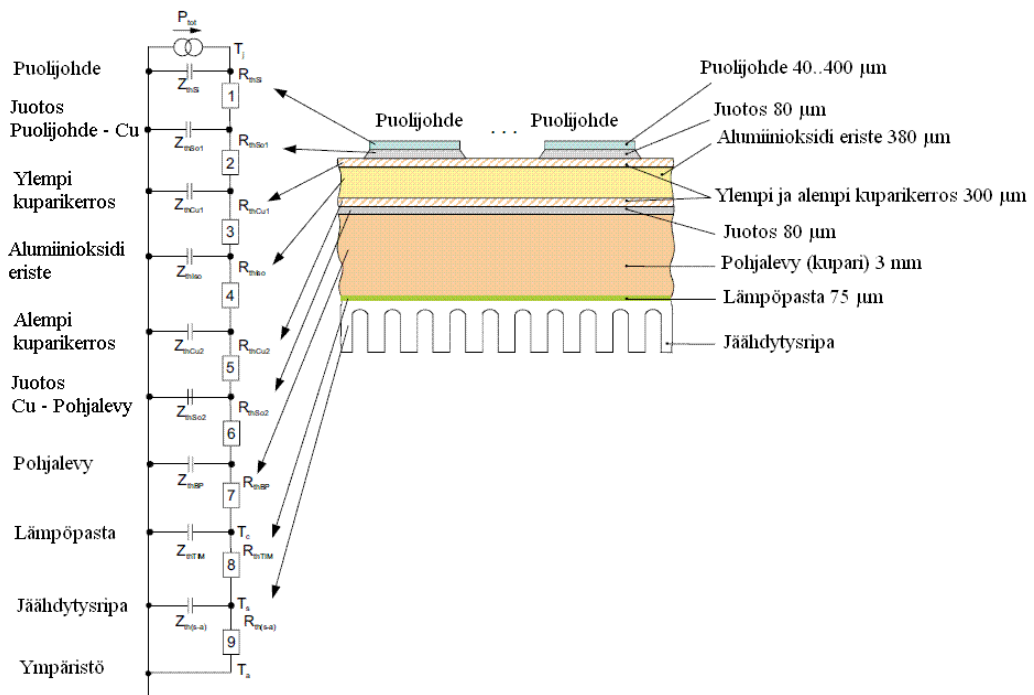
$$R_{th(j-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}}. \quad (2.11)$$

Terminen resistanssi voidaan laskea minkä tahansa kahden pisteen välillä, kun tunnetaan näiden pisteiden lämpötila ja häviöteho. Toisaalta termien resistanssi voidaan ilmaista materiaalin lämmönjohtavuuden funktiona

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda * A}, \quad (2.12)$$

jossa d on materiaalin paksuus, λ lämmönjohtavuus ja A lämmönsiirron pinta-ala.

Kuvassa 2.4. on esitetty termien resistanssiketju pohjalevyllisellä puolijohdemodulilla ja eri kerroksien esimerkkipaksuuksia.



Kuva 2.4. Termien resistanssiketju puolijohdeliitoksesta ympäristöön pohjalevyllisellä puolijohdemodulilla sekä rakennekerroksien esimerkkipaksuuksia. (Wintrich et al. 2011, s.83)

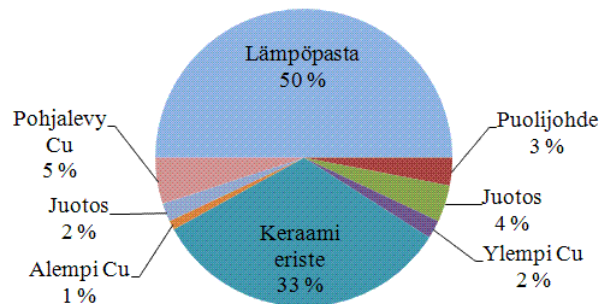
Yksinkertaistettuna termien resistanssiketju muodostuu puolijohdemodulin sisäisistä, modulin ja jäähdytysjärjestelmän välisistä sekä jäähdytysjärjestelmän termisistä resistansseista. Termien resistanssiketju voidaan esittää seuraavasti:

$$R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}, \quad (2.13)$$

jossa $R_{th(j-c)}$ on puolijohdeliitoksesta modulin kotelointiin, $R_{th(c-s)}$ kotelosta jäähdytysjärjestelmään ja $R_{th(s-a)}$ jäähdytysjärjestelmästä ympäristöön oleva termien resistanssi.

Modulin sisäisten sekä modulin ja jäähdytysjärjestelmän välisien termisten resistanssien jakaantuminen on esitetty kuvassa 2.5. Suurimmat resistanssit muodostuvat modulin ja jäähdytysalustan välisestä lämpöpastasta ja modulin

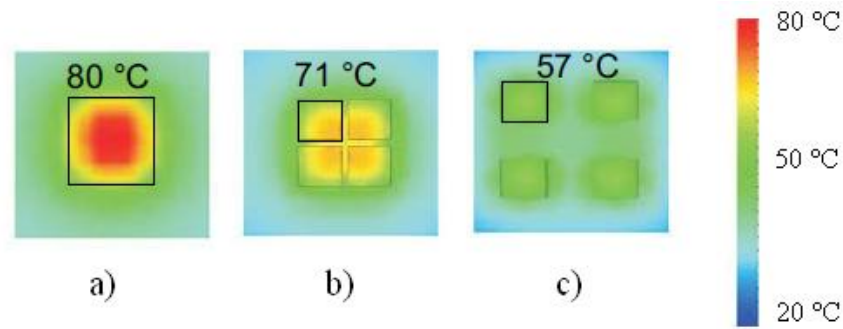
sisäisestä keraamieristeestä. Muiden kerrosten vaikutus modulin termiseen resistanssiin on alle 20 %. Näistä ainoastaan lämpöpastaan termiseen resistanssiin voidaan vaikuttaa, modulin valmistamisen jälkeen. Sitä voidaan pienentää valitsemalla hyvin lämpöä johtava pasta ja käyttämällä mahdollisimman ohutta kerrosvahvuutta.



Kuva 2.5. Modulin sisäisten termisten resistanssien jakaantuminen eri kerroksille. Esimerkissä 1200 V pohjalevyllinen IGBT moduli 9 mm x 9 mm puolijohdeella, Al_2O_3 keraamieristeellä ja 100 μm lämpöpasta kerroksella. (Wintrich et al. 2011, s.85)

Todellisessa modulissa yhden puolijohteen $R_{th(j-c)}$ arvoon vaikuttaa puolijohdesirun pinta-ala. Yhtälön (2.12) mukaan terminen resistanssi on kääntäen verrannollinen sirun pinta-alaan. Todellisessa puolijohhteessa terminen resistanssi ei kuitenkaan puolitu, vaikka sirun pinta-ala kaksinkertaistuu. Tämä johtuu lämmön leviämisestä ja johtumisesta myös sivusuunnassa. Pinta-alan vaikutus termiseen resistanssiin riippuu koko resistanssiketjun ominaisuuksista. Tämän seurauksena yksittäisen sirun pinta-alaa ei kannata kasvattaa tiettyä arvoa suuremmaksi, koska sillä saavutettu pienempi terminen resistanssi ja sen myötä kasvanut kuormitettavuus ei kustannusmielessä ole enää järkevää. (Wintrich et al. 2011, s.88)

Modulin kuormitettavuutta saadaan lisättyä kytkemällä useita siruja rinnakkain. Jos rinnankytketyt sirut sijoitetaan riittävän lähelle toisiaan, ne alkavat lämmittää toinen toistaan. Tämä huonontaa puolijohteen termistä resistanssia ja samalla sen kuormitettavuus huononee. Kuvassa 2.6. on esitetty neljän sirun simulaatio, jossa sirujen välistä etäisyyttä on muutettu ja häviöteho on pidetty samana.



Kuva 2.6. Puolijohde sirujen lämmönjakauma, kun niiden välinen etäisyys on a) 0 mm b) 1 mm c) 6 mm. Kaikissa tapauksissa sama kokonaishäviöteho. Yhden sirun pinta-ala 36 mm^2 . Kuumimman pisteen lämpötila a) 80 °C b) 71 °C c) 57 °C . (Wintrich et al. 2011, s.89)

Simuloinnissa on lämmönjakauma puolijohteissa ja jäähdytys-elementissä, kun sirujen välinen etäisyys on 0, 1 ja 6 mm. Kun sirut ovat kiinni toisissaan, kuumimman pisteen lämpötila on 80 °C . Etäisyyden ollessa 6 mm kuumimman pisteen lämpötila on 57 °C . Kun edelliset tulokset sijoitetaan yhtälöön (2.11), kuvan 2.6. c) simuloinnin termisen resistanssi puolijohdeliitoksesta ympäristöön on 62 % kuvan 2.6. a) tapaukseen verrattuna. Sirujen asettelu modulin sisällä vaikuttaa siis merkittävästi termiseen resistanssiin ja se pienenee, kun sirujen välinen etäisyys kasvaa. Etäisyyden kasvaessa riittävästi vierekkäiset sirut eivät enää vaikuta toisiinsa ja näin myöskään etäisyydellä ei tietyn rajan jälkeen ole vaikutusta termiseen resistanssiin. Tämä rajaetäisyys riippuu modulin rakenteesta ja rakenteen lämmönjohtavuudesta. Tiivistettynä sirujen välinen etäisyys on aina kompromissi tilankäytön ja termisen resistanssin välillä.

Yleisin puolijohteiden jäähdytystapa on ilmajäähdytys. Ilmajäähdytys toteutetaan jäähdytys-elementillä ja puhaltimella. Puolijohteet kiinnitetään jäähdytys-elementin pohjaan ja lämpö johtuu jäähdytys-elementistä ympäröivään ilmaan. Puhallinta käytetään tehostamaan lämmön siirtymistä elementistä ilmaan.

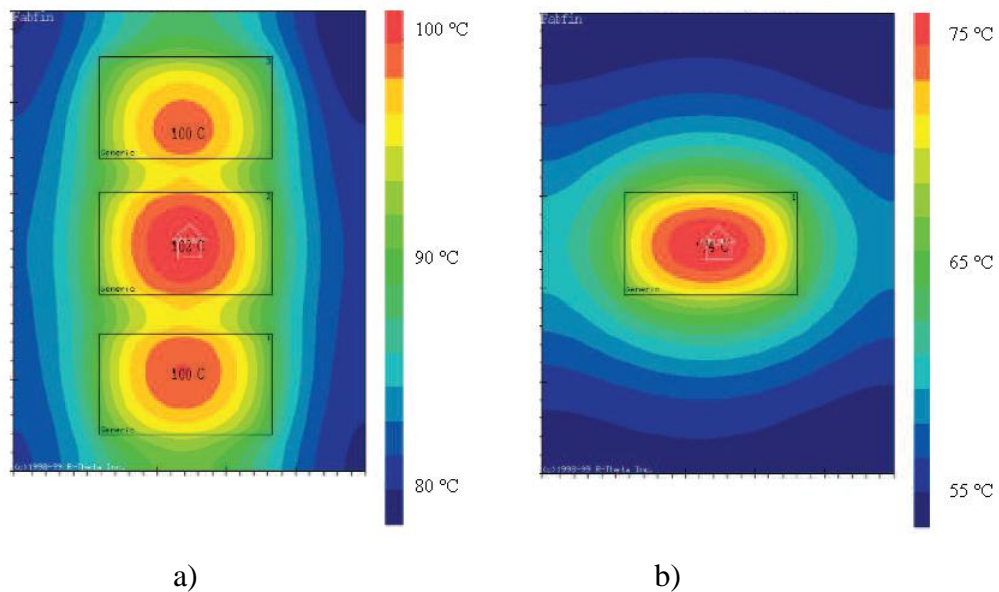
Jäähdytys-elementin termisen resistanssi voidaan laskea yksinkertaisesti yhtälöllä (2.11), mutta jäähdytysjärjestelmän suorituskyvyn kannalta järkevämpi määrittystapa on

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{\alpha * A}, \quad (2.14)$$

jossa α on lämmönsiirron kerroin ja A on lämmönsiirron pinta-ala eli jäähdytys-elementin pinta-ala. Lämmönsiirron koeffisienttiin vaikuttaa jäähdytys-elementin fyysiset mitat ja muoto, materiaalin lämmönjohtavuus ja ilman virtausnopeus jäähdytys-elementin läpi. Näiden tekijöiden yhteisvaikutuksen määrittely on hyvin hankalaa, koska niillä on ristikkäisvaikutuksia, jolloin optimaalinen jäähdytyskokonaisuus on aina tapauskohtainen. Pääsääntöisesti jäähdytys-elementin pinta-alan lisäys ja sen läpi kulkevan ilmamäärän lisäys parantaa jäähdytysjärjestelmän suorituskyyä eli pienentää sen termistä resistanssia. Mutta erityisen hankalaksi kokonaisuuden suunnittelusta tekee jäähdytys-elementin ja puhaltimen yhdistäminen,

koska esimerkiksi jäähdytyselementin pinta-alan lisäys jäähdytyselementin pysyessä fyysisesti saman kokoisena tarkoittaa yleensä tiheämpää jäähdytyselementin profiilia, mikä puhaltimen kannalta tarkoittaa suurempaa vastapainetta ja pienempää ilmamäärää. Tässä tapauksessa toinen tekijä parantaa suorituskykyä ja toinen huonontaa sitä. Tämän vuoksi keskitytään puolijohteiden määrän ja sijoittelun vaikutukseen termiseen resistanssiin. (Wintrich et al. 2011, s.306; Simons 2003)

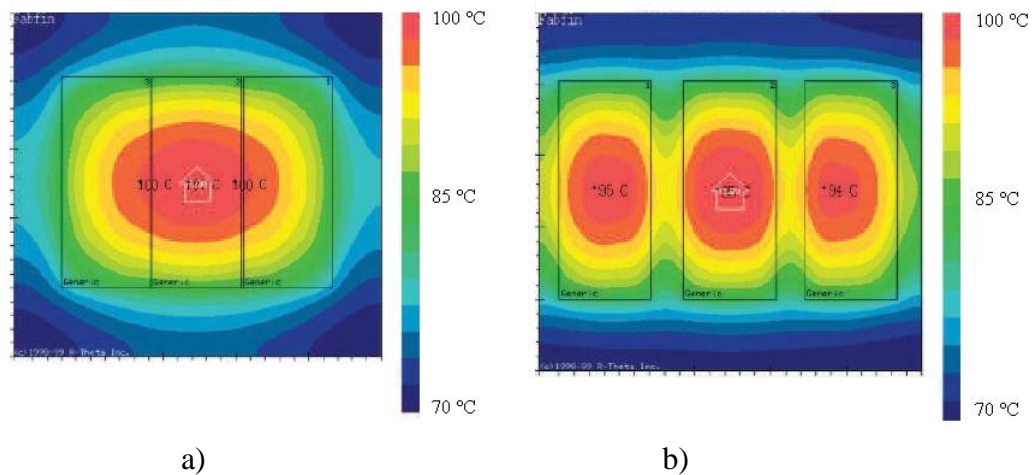
Jäähdytyselementin termiseen resistanssiin vaikuttaa modulien määrä ja niiden sijoitus jäähdytyselementillä. Kuvassa 2.7. on simulointituloksena jäähdytyselementin lämmönjakauma, kun jäähdytysjärjestelmä ja ympäristön lämpötila pysyvät samoina, mutta modulien määrä ja samalla häviöteho muuttuu. Kuvan 2.7. a) tapauksessa on kolme modulia, joiden yhteishäviöteho on 1800 W ja kuumimman pisteen lämpötila on 102,2 °C. Yhtälöllä (2.11) saadaan laskettua jäähdytysjärjestelmän termiseksi resistanssiksi 0,035 K/W. Kuvan 2.7. b) jäähdytyselementissä on vain yksi moduli, jonka häviöteho on 600 W ja kuumimman pisteen lämpötila on 74,3 °C. Tällöin jäähdytysjärjestelmän R_{th} -arvoksi saadaan 0,057 K/W. Näin $R_{th(s-a)}$ kasvaa 63 %, kun häviölähteiden määrä vähenee. (Wintrich et al. 2011, s.302)



Kuva 2.7. Jäähdytyselementin lämpöjakauma a) kolmella modulilla, joiden häviöteho on yhteensä 1800 W b) yhdellä modulilla, jonka häviöteho on 600 W. Molemmissa tapauksissa ympäristön lämpötila on 40 °C. Jäähdytyselementin kuumimman pisteen lämpötila a) 102,2 °C b) 74,3 °C. (Wintrich et al. 2011, s.302)

Modulien keskinäinen sijoitus jäähdytyselementillä vaikuttaa myös termiseen resistanssiin. Kuvassa 2.8. on jäähdytyselementin lämmönjakauma kolmella identtisellä modulilla ja häviöteholla, kun modulit ovat sijoitettu vieretysten ilman väliä ja kun moduleiden välillä on 18 mm rako. Jäähdytyselementin korkein lämpötila on 101,4 °C, kun modulit ovat kiinni toisissaan, ja 95,2 °C raon kanssa. Vastaavat termiset resistanssit ovat 0,034 K/W ja 0,031 K/W. Näin jäähdytysjärjestelmän terminen

resistanssi putoaa noin 9 %, kun modulien välistä etäisyyttä kasvatetaan. (Wintrich et al. 2011, s.303)

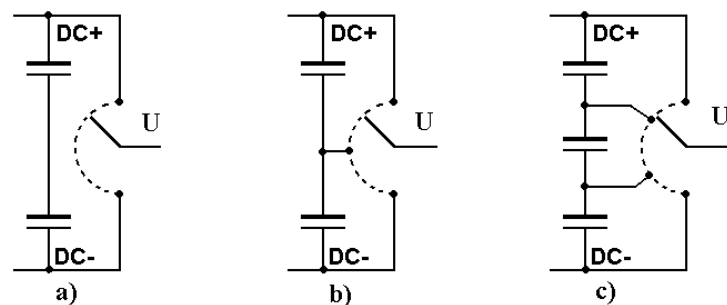


Kuva 2.8. Jäähdytyslementin lämpöjakauma puolijohdemodulien erilaisella sijoituksella a) modulit kiinni toisissaan b) modulien väli 18 mm. Ympäristön lämpötila 40 °C. Jäähdytyslementin kuumimman pisteen lämpötila a) 101,4 °C b) 95,2 °C. (Wintrich et al. 2011, s.303)

Edellä olevan perusteella voidaan todeta, että termisen resistanssin määrittäminen ei ole kovin yksinkertaista, vaan se määräytyy aina tapauskohtaisesti. Esimerkiksi jäähdytyslementille ei voida ilmoittaa tiettyä termisen resistanssin arvoa, koska se riippuu paljon häviölähteiden määrästä ja niiden sijoittelusta. Termisen resistanssin laskeminen on kuitenkin melko yksinkertaista, mutta tarkkojen mittausten suorittaminen on hidas ja työläs prosessi.

2.4 Verkkovaihtosuuntaajan välipiiri

Suuntaajasillan tasojen määrä tarkoittaa välipiirin potentiaalien määrää, jotka voidaan kytkeä ulostulovaiheeseen. Näin ollen 2-tasoisessa suuntaajasillassa vaihe voidaan kytkeä välipiirin kahteen eri potentiaaliin ja 3-tasoisessa kolmeen eri potentiaaliin. Kuvassa 2.9. on esitetty 2-, 3- ja 4-tasoisien vaihtosuuntaajan yhden vaiheen kytkentävaihtoehdot välipiiriin.



Kuva 2.9. Yhden vaiheen kytkentävaihtoehdot välipiiriin a) 2-tasoisella b) 3-tasoisella c) 4-tasoisella suuntaajasiltatopologialla.

Tasojen määrä vaikuttaa välipiirin rakenteeseen, koska välipiiri tarvitsee jakaa useaan osaan. Yksinkertaisin tapa on kondensaattorien sarjaankytkentä. Kondensaattorien määrä voidaan esittää

$$\text{kondensaattori lkm} = (\text{inv.tasot} - 1) * n, \quad (2.15)$$

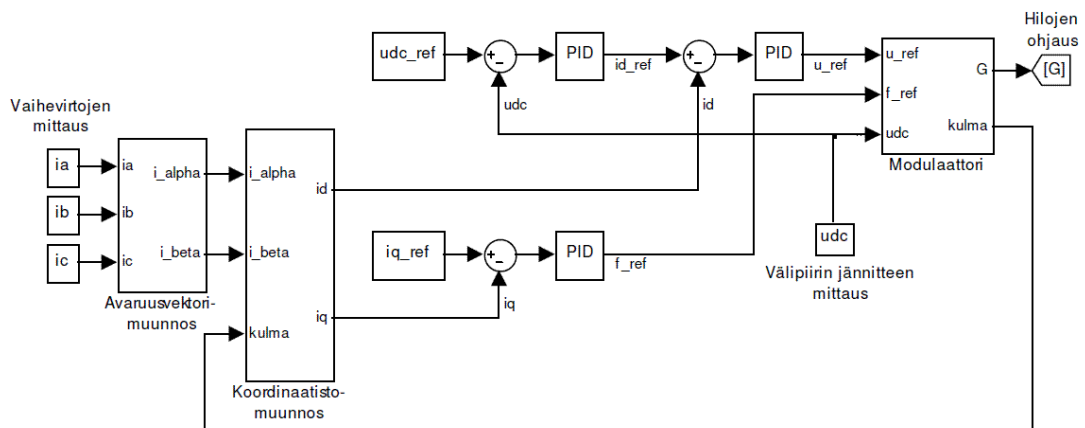
jossa n on kokonaisluku. Käytännössä tämä tarkoittaa, että 2-tasoisien suuntaajasillan välipiirin kondensaattorien määrä on vapaasti valittavissa, mutta 3-tasoisella määrän tarvitsee olla parillinen ja 4-tasoisella kolmella jaollinen. Tästä voi seurata ongelmia, sillä 2-tasoisella suuntaajasillalla sarjaankytkettyjen kondensaattorien määrä on määräytynyt niiden jännitekeston perusteella, mutta monitasoisilla suuntaajilla tarvitaan sekä riittävä jännitteenkesto että oikea kappalemäärä. (Lai & Peng 1996)

Kondensaattorien sarjaankytkentä voi aiheuttaa ongelmia jännitteen jakautumisessa niiden kesken. 2-tasoisien suuntaajasillan sarjaankytkettyjen kondensaattorien jännitteenjako määräytyy kuormittamattomassa tilanteessa kondensaattorin vuotovirran ja tasapainotusvastusten mukaan. Koska tasapainotusvastuksien virta on yleensä huomattavasti suurempi kuin kondensaattorin vuotovirrat, kondensaattorien jännite jakaantuu tasan. Kuormitustilanteessa kondensaattorien jännite jakaantuu kapasitanssien mukaan, koska kondensaattorin jännite määräytyy kapasitanssin ja virran integraalin tulona ja sarjaankytkettyjen kondensaattorien virta on sama. Tasapainotusvastukset eivät merkittävästi vaikuta kuormitustilanteen jännitejakoon, koska niiden virta on huomattavasti pienempi kuin kondensaattorien virta.

3-tasoisilla suuntaajasilloilla kondensaattorien jännitejako on paljon monimutkaisempi, koska vaiheen ulostulo voidaan kytkeä sarjaankytkettyjen kondensaattorien väliin. Kun vaiheen ulostulo on kytketty välipiirin neutraaliin, toinen kondensaattori varautuu ja toinen purkautuu riippuen vaihevirran suunnasta. Tämä aiheuttaa neutraalin pisteen potentiaaliin vaihtelua, joka pahimmassa tapauksessa voi johtaa kondensaattorin tai puolijohteiden jännitekeston ylittymiseen ja laitteen rikkoontumiseen. Monitasoisten suuntaajasiltojen kondensaattorien jännitejakoa on tutkinut mm. Celanovic & Boroyevich (2000) ja Yamanaka et al. (2002). Heidän mukaansa monitasoisten suuntaajasiltojen välipiirin jännitetasapaino pystytään hallitsemaan moduloinnilla lähes kaikissa käytöissä. Hankalimmat toimintapisteet ovat suurella ulostulojännitteellä eli suurella modulointi-indeksillä, pienellä tehokertoimella ja suurella ulostulovirralla. Näissä toimintapisteissä tavallisella moduloinnilla ei välttämättä täysin pystytä säätämään jännitetasapainoa, mutta tasapaino on saavutettavissa modulointitavoilla, jotka lisäävät jonkin verran suuntaajasillan häviöitä. Loppupäätelmänä molemmissa tutkimuksissa on, että neutraalin pisteen potentiaal hallinta aiheuttaa lisähaasteita, mutta käytännön sovelluksissa se ei silti rajoita tai huononna monitasoisten suuntaajasiltojen käyttömahdollisuuksia.

2.5 Sääto ja modulointi

Verkkovaihtosuuntaajan säätöjärjestelmä lohkokaaaviotasolla on esitetty kuvassa 2.10. Säätojärjestelmä perustuu vaihevirtojen ja välipiirin jännitteen mittauksiin sekä välipiirin jännitteen ja loisteho-ohjeen asetusarvoihin. Mitatut vaihevirrat i_a , i_b ja i_c muutetaan avaruusvektorimuotoon, josta saadaan virran i_α - ja i_β -komponentit eli virran reaali- ja imaginääriosat stationäärisessä koordinaatistossa. Tämän jälkeen virtakomponentit muunnetaan i_d - ja i_q -komponenteiksi synkroniseen koordinaatistoon modulaattorilta saadun kulmatiedon avulla. Synkronisessa koordinaatistossa säätö voidaan toteuttaa tasasuureilla, mikä helpottaa säätöjärjestelmän toteutusta.

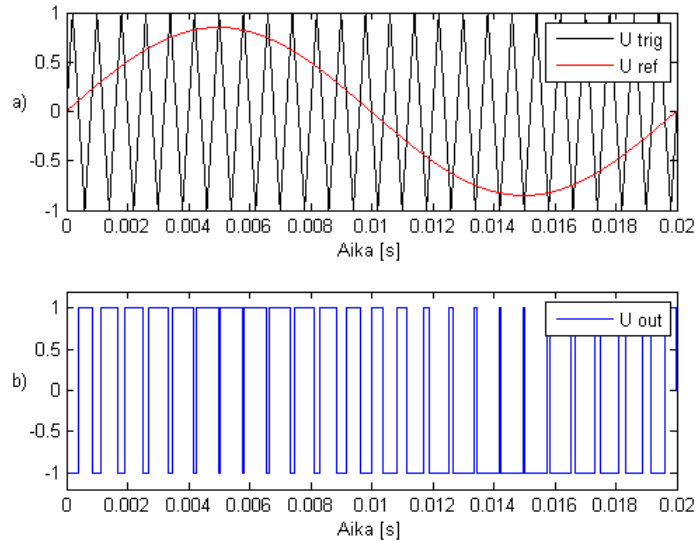


Kuva 2.10. Verkkovaihtosuuntaajan säätöjärjestelmä (Vacon NX Active Front End Application manual)

Järjestelmässä on kaksi säätöhaaraa, joista toisessa säädetään pätötehoa ja toisessa loistehoa. Pätötehon säätö toteutetaan vaihtosuuntaajan jänniteohjeen avulla. Mitattu välipiirin jännite vähennetään välipiirin jännitteen asetusarvosta ja saatu erosuure viedään PID-säätäjälle, jonka ulostulona on ohjearvo virran $i_{d,ref}$ -komponentille. Tästä virrasta vähennetään mitattu i_d -komponentti, mistä PID-säätimen jälkeen saadaan jänniteohje u_{ref} , joka viedään modulaattorille. Loistehon säätö toteutetaan taajuusohjeen avulla. Virtakomponentti i_q vähennetään asetusarvosta $i_{q,ref}$ ja PID-säätimen ulostulona on taajuusohje f_{ref} , joka viedään modulaattorille. (Vacon NX Active Front End Application manual)

Verkkovaihtosuuntaajan modulointi voidaan toteuttaa esimerkiksi pulssinleveysmoduloinnilla eli PWM:lla (Pulse-Width Modulation). Perinteisesti PWM on tuotettu yksinkertaisesti sini-kolmivertailulla, mutta nykyisillä mikroprosessoreilla se tuotetaan yleisesti vektorimoduloinnilla. Kuvassa 2.11. on esitetty 2-tasoisin suuntaajasillan sini-kolmiovertailu ja ulostulo yhden vaiheen osalta. Sinikolmiovertailun periaatteena on vertailla kolmioaaltoa haluttuun ohjeaaltoon. Jos ohjeaalto on suurempi kuin kolmioaalto, ulostulo saa arvon 1. Jos taas ohjeaalto on pienempi kuin kolmioaalto, ulostulo saa arvon -1. Käytännön vaihtosuuntaajassa tämä tarkoittaa, että arvolla 1 vaihe kytketään välipiirin positiiviseen potentiaaliin ja arvolla -

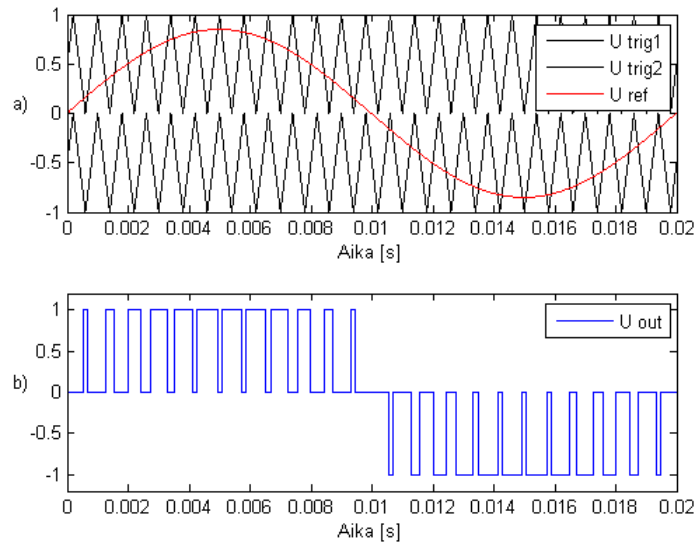
1 negatiiviseen potentiaalin. Kolmivaiheisessa modulaattorissa tarvitaan kolme ohjeaaltoa, joiden amplitudit ovat symmetrisessä järjestelmässä identtiset, mutta niillä on vaihesiirtoa 120° .



Kuva 2.11. 2-tasoisien suuntaajasillan yhden vaiheen modulointi. a) Sini-kolmiovertailu b) Vaiheen ulostulo, missä $I=+V_{DC}/2$ ja $-I=-V_{DC}/2$ $M=0,85$.

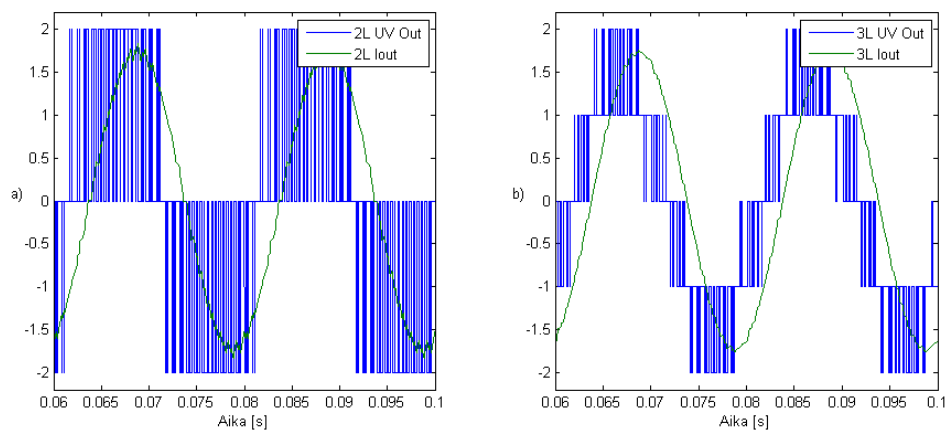
Kuvassa 2.12. on esitetty 3-tasoisien suuntaajasillan sini-kolmiomodulointi. 3-tasoinen modulointi tarvitsee edellisestä poiketen kaksi kolmioaaltoa, jotta ulostuloon saadaan kolme tasoa. Moduloinnin perusperiaate on sama kuin 2-tasoisessa. Kun ohjeaalto on suurempi kuin ylempi kolmioaalto, ulostulo saa arvon 1. Kun taas ohjeaalto on pienempi kuin alempi kolmioaalto, ulostulo saa arvon -1. Ohjeaallon ollessa kolmioaaltojen välissä, ulostulo saa arvon 0. Ulostuloarvot 1, 0, -1 tarkoittavat vaiheen kytkentää positiiviseen, neutraaliin tai negatiiviseen potentiaaliin.

Kuvista 2.11. b) ja 2.12. b) nähdään selkeästi 2- ja 3-tasoisien suuntaajasillan ulostulojen ero ja tasojen määrän vaikutus vaiheen ulostulojännitteen aaltomuotoon. 2-tasoisella ulostulo vaihtelee positiivisen ja negatiivisen välipiirin jännitteen välillä sekä ohjeaallon positiivisella että negatiivisella puolijaksolla. 3-tasoisella taas ulostulo vaihtelee positiivisen ja neutraalin välipiirin jännitteen välillä ohjeaallon positiivisella puolijaksolla ja negatiivisen ja neutraalin välipiirin jännitteen välillä ohjeaallon negatiivisella puolijaksolla.



Kuva 2.12. 3-tasoisien suuntaajasillan yhden vaiheen modulointi. a) Sini-kolmiovertailu b) Vaiheen ulostulo, missä $1=+V_{DC}/2$, $0=N$ ja $-1=-V_{DC}/2$. $M=0,85$

Kuvassa 2.13. on esitetty sekä 2-tasoisien että 3-tasoisien suuntaajasillan tuottama pääjännite ja vaihevirta. Esimerkkitalanteessa kuormana on RL-kuorma, jonka seurauksena virta on suodattunut melko sinimäiseksi ja se on jännitettä jäljessä. Pääjännitteestä huomataan selvästi, että 3-tasoisien suuntaajasillan tuottama jännite on paljon lähempänä siniaaltoja kuin 2-tasoisien. Tämän seurauksena myös RL-kuorman virta sisältää vähemmän yliaaltokomponentteja, jolloin sen THD (Total Harmonic Distortion) on pienempi. Näin kolmitasoisien suuntaajasillan tuottaman jännitteen ja virran suodattaminen on helpompaa.



Kuva 2.13. Suuntaajasillan pääjännite ja vaihevirta a) 2-tasoisella b) 3-tasoisella suuntaajasillalla.

PWM-moduloinnissa kolmioaallon ja ohjeaallon suhdetta kutsutaan modulointi-indeksiksi. Käytännön sovelluksessa se lasketaan halutun ulostulojännitteen vaihejännitteen huippuarvon ja välipiirin jännitteen puolikkaan suhteena

$$M = \frac{\hat{V}_{ln}}{V_{DC}/2}. \quad (2.16)$$

Moduloinnin sanotaan olevan lineaarisella alueella, kun modulointi-indeksi on alle 1. Tällöin ohjeaallon amplitudi on pienempi kuin kolmioaallon amplitudi. Ylimodulointi tarkoittaa modulointi-indeksin noustessa yli 1:n. Tällöin ohjeaallon amplitudi on suurempi kuin kolmioaallon ja osa modulointijakson kytkennöistä jää tekemättä. Ulostulossa ylimodulointi näkyy suurempana jännitteen tehollisarvona, mutta vastaavasti myös jännitteen särö lisääntyy merkittävästi. Suuntaajasillan puolijohteiden kannalta ylimodulointi tarkoittaa vähemmän kytkentöjä modulointijakson aikana eli kytkentähäviöt ovat pienemmät. (Mohan et al. 2003)

2.6 Kytkentätaajuus ja suoja-aika

Kytkentätaajuus on tärkeä parametri verkkovaihtosuuntaajassa. Se vaikuttaa merkittävästi sekä suuntaajasillan että verkkosuotimen toimintaan. Suuntaajasillan osalta kytkentätaajuudella on vaikutusta puolijohteiden häviöihin, koska kytkentähäviöt ovat suoraan verrannollisia kytkentätaajuuteen yhtälön (2.4) mukaisesti. Tästä seuraa, että kytkentätaajuus vaikuttaa suuntaajasillan hyötysuhteeseen. Tietyissä toimintapisteissä ja tietyillä topologioilla kytkentähäviöt voivat olla määrävämpiä kuin johtavantilanhäviöt, jolloin kytkentätaajuus vaikuttaa todella paljon suuntaajasillan tehohäviöihin sekä jäähdytystarpeeseen ja tätä kautta hyötysuhteeseen.

Sini-kolmiovertailussa ulostulossa näkyvä kytkentätaajuus on modulaattorin kolmioaallon taajuus. 2-tasoisella suuntaajasillalla kytkentätaajuus on sama sekä yksittäiselle kytkimelle että ulostulolle. 3-tasoisella suuntaajasillalla taas ulostulossa näkyy kaksinkertainen kytkentätaajuus verrattuna yhden kytkimen keskimääräiseen kytkentätaajuuteen. Toisin sanoen 3-tasoisella suuntaajasillalla yhden kytkimen keskimääräinen kytkentätaajuus on puolet kolmioaallon taajuudesta. Ulostulossa näkyvä kytkentätaajuus on verkkovaihtosuuntaajan verkkosuodattimen mitoituksen kannalta erittäin oleellinen. (Teichmann & Bernet 2005)

Suoja-aika tarkoittaa yhden vaiheen kytkinten ohjauksen vaihtumisen välistä aikaa, joka estää välipiirin oikosulkemisen. Tästä aiheutuu ulostulojännitteeseen vääristymää, koska vaiheen ulostulo pysyy kytkettynä väärään potentiaaliin suoja-ajan ajan joko kytkintä päälle tai pois kytkettäessä riippuen virran suunnasta. Positiivisella ulostulovirralla vaiheen kytkentätilan muuttuessa välipiirin negatiivisesta potentiaalista positiiviseen, vaihe pysyy kytkettynä välipiirin negatiiviseen potentiaalin suoja-ajan ajan. Kytkentätilan muuttuessa takaisin positiivisesta potentiaalista negatiiviseen, vaihe kytketty suoraan välipiirin negatiiviseen potentiaaliin. Vastaavasti negatiivisella ulostulovirralla vaihe pysyy kytkettynä välipiirin positiiviseen potentiaaliin suoja-ajan ajan, kun kytkentätila muuttuu välipiirin positiivisesta potentiaalista negatiiviseen. Suoja-ajasta johtuva ulostulojännitteen muutos yhden kytkentäjakson ajalta on

$$\Delta V = \begin{cases} -\frac{t_{dt}}{T_{sw}} * V_{DC}, & i_{out} > 0 \\ +\frac{t_{dt}}{T_{sw}} * V_{DC}, & i_{out} < 0 \end{cases}, \quad (2.17)$$

jossa t_{dt} on suoja-aika ja T_{sw} on kytkentäjakso. Koska kytkentäjakso on kääntäen verrannollinen kytkentätaajuuteen, ulostulojännitteen muutos suoja-ajan vaikutuksesta on suoraan verrannollinen kytkentätaajuuteen. Näin ollen kytkentätaajuuden noustessa suoja-aikaa on lyhennettävä, jos sen vaikutus ulostulojännitteeseen halutaan pitää vakiona. (Mohan et al. 2003)

2.7 Verkkosuodin

Verkkovaihtosuuntaajan suuntaajasillan tuottaman jännitteen ja virran suodattamiseen käytetään pääsääntöisesti passiivista LC- tai LCL-suodinta. Suodin toimii alipäästösuotimena ja se suodattaa suuntaajasillan moduloinnista aiheutuvat sähköverkon taajuutta suuremmat yliaaltokomponentit pois. Verkkosuodin on nykyisin verkkovaihtosuuntaajan painavin ja myös fyysisesti isoin osa. Sen paino on noin kolminkertainen ja tilavuus noin kaksinkertainen verrattuna koko muuhun verkkovaihtosuuntaajaan. Suotimen kustannukset koko verkkovaihtosuuntaajassa ovat myös merkittävät. Tyypillisesti LCL-suotimen hyötysuhde on noin 99 %. (Vacon NX Active Front End User's manual)

Suotimen mitoituksen kannalta oleelliset parametrit ovat laitteen teho, sähköverkon pääjännite ja taajuus sekä suuntaajasillan kytkentätaajuus. Jos muut parametrit pidetään vakioina, mutta kytkentätaajuutta muutetaan, LCL-suotimen induktanssit ja kapasitanssi ovat kääntäen verrannollisia kytkentätaajuuteen. Suotimen fyysinen koko on melko suoraan verrannollinen induktanssien ja kapasitanssin suuruuteen. Näin ollen kytkentätaajuudella on todella suuri merkitys verkkovaihtosuuntaajan fyysiseen kokoon ja samalla myös hintaan. Tämän vuoksi kytkentätaajuuden kasvattaminen suuntaajasillan häviöiden kustannuksella voi olla kokonaisuuden kannalta kannattavaa. (Liserre 2005)

Teichmann & Bernet (2005) ovat tutkineet verkkovaihtosuuntaajan LCL-verkkosuotimen induktanssien ja kapasitanssin riippuvuutta 2- ja 3-tasoisella suuntaajasillalla kahdella eri kytkentätaajuudella. Tutkimuksen lähtökohtana on, että ulostulon särötaso pysyy samana. Heidän mukaansa kytkentätaajuuden kaksinkertaistaminen puolittaa komponenttiarvot samalla tavalla kuin Liserren (2005) tutkimuksissa. Suuntaajasillan muuttuessa 2-tasoisesta 3-tasoiseen, komponenttiarvot voidaan pudottaa 70 %:iin kytkentätaajuuden pysyessä samana. Tämä johtuu 3-tasaisen paremmasta ulostulojännitteen aaltomuodosta, joka on selkeästi nähtävissä kuvista (2.11), (2.12) ja (2.13). Näin ollen 3-tasaisen suuntaajasillan verkkosuodin on kooltaan 70 % 2-tasaisen suuntaajasillan verkkosuotimesta käytettäessä samaa kytkentätaajuutta. Jos 3-tasoisella suuntaajasillalla pystytään kaksinkertaistamaan kytkentätaajuus,

verkkosuotimen koko on hieman yli kolmasosa verrattuna alkuperäiseen 2-tasoisin suuntaajasillan suotimeen.

2.8 Hyötysuhde ja kustannukset

Verkkovaihtosuuntaajan hinta on yksi sen tärkeimmistä ominaisuuksista. Jokaiselle kustannuksia nostavalle uudelle ominaisuudelle tai suorituskykyparannukselle tarvitsee arvioida tai laskea suhteellinen kustannusvaikutus, joka määrää, onko kyseinen lisäominaisuus hyötynsä arvoinen. Samoin verkkovaihtosuuntaajan hyötysuhde vaikuttaa merkittävästi sen kustannuksiin, koska energian hinta koko verkkovaihtosuuntaajan elinkaaren aikana on merkittävä. Erityisesti korkean energian hinnan alueilla verkkovaihtosuuntaajan kustannukset voivat olla lähes merkityksettömät verrattuna laitteen kuluttaman energian hintaan. Toisaalta edullisen energian alueilla laitteen hinta voi olla määräävämmässä asemassa kuin laitteen kuluttama energian hinta. (Teichmann & Bernet 2005)

Verkkovaihtosuuntaajan kokonaishäviöt muodostuvat pääosin verkkosuotimen ja suuntaajasillan puolijohteiden häviöistä. Lisäksi häviöitä syntyy jonkin verran ohjauselektronikassa, välipiirissä, virtakiskostoissa ja jäähdytysjärjestelmässä. Kun jätetään huomioimatta edellä luetellut pienet häviöt ja verkkosuotimen häviöt, suuntaajasillan hyötysuhde voidaan laskea

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{\sqrt{3} * I_{out} * V_{ll} * \cos(\varphi)}{\sqrt{3} * I_{out} * V_{ll} * \cos(\varphi) + P_{loss}}, \quad (2.18)$$

jossa I_{out} on suuntaajasillan ulostulovirta, V_{ll} ulostulon pääjännite, $\cos(\varphi)$ tehokerroin ja P_{loss} puolijohteiden häviöt.

Verkkovaihtosuuntaajan puolijohdekustannukset ovat noin 25-30 % verkkovaihtosuuntaajan kustannuksista (Friedli 2009). 3-tasoisessa suuntaajasillassa on enemmän komponentteja kuin 2-tasoisessa, mutta niiden jänniteluokat eroavat. Puolijohteiden hinta määräytyy pitkälti jänniteluokan mukaan. Teichmanin & Bernetin (2005) mukaan vuoden 2000 puolijohteiden markkinatutkimuksessa 10 000 kappaleen erissä 1200 V IGBT ja vastarinnankytketty diodi maksaa 0,17 ct/A, 600 V IGBT ja diodi 0,09 ct/A ja 600 V diodi 0,06 ct/A. Näillä hinnoilla laskettaessa kolmivaiheisen 765 V välipiirillä olevan 2-tasoisin suuntaajasillan puolijohdekustannukset ovat 1,02 ct/A, vastaavan NPC-topologian 1,44 ct/A, ANPC-topologian 1,65 ct/A ja T-tyyppin topologian 1,6 ct/A. Näin 3-tasoinen NPC-topologian puolijohteet ovat 41 %, ANPC-topologian 62 % ja T-tyyppin topologian 57 % kalliimmat kuin 2-tasoisin. Kun huomioidaan puolijohteiden osuus (30 %) koko verkkovaihtosuuntaajan kustannuksista, NPC-topologia on 12 %, ANPC-topologia 19 % ja T-tyyppin topologia 17 % kalliimpi kuin 2-tasoinen topologia. Tämä laskelma olettaa, että muun verkkovaihtosuuntaajan kustannukset eivät nouse 3-tasoiseen topologiaan siirryttäessä. Lisäksi oletetaan, että jokaisella puolijohteella on sama virtaluokitus. Verkkovaihtosuuntaajan

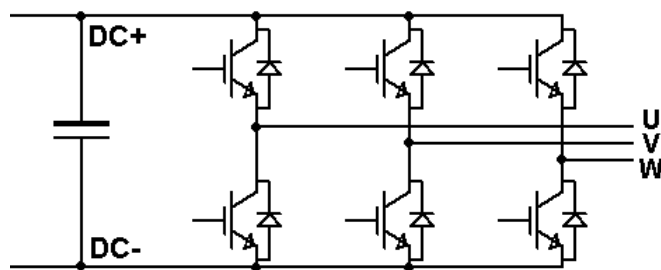
kokonaiskustannuksissa verkkosuotimen osuus on merkittävä. Edellisessä luvussa todettiin, että 3-tasoisien suuntaajasillan verkkosuodin voi olla huomattavasti pienempi kuin 2-tasoisien suuntaajasillan. Edellä olevan laskelman perusteella 2-tasoisien ja 3-tasoisien verkkovaihtosuuntaajan kokonaiskustannuksissa ei ole merkittävää eroa.

3 SUUNTAAJASILTATOPOLOGIAT

Vertailtaviksi topologioiksi valittiin tällä hetkellä yleisin käytössä oleva 2-tasoinen topologia ja kolme 3-tasoista topologiaa. 3-tasoisista valittiin NPC- (Neutral Point Clamped), ANPC- (Active Neutral Point Clamped) ja T-tyyppinen topologia. NPC ja T-tyypin topologiat valittiin vertailuun siitä syystä, että niitä hyödyntäviä puolijohdemoduleita on jonkin verran kaupallisesti saatavilla. Tällä hetkellä markkinoilla olevat moduulit tosin ovat melko pienitehoisia, mutta suurempitehoisia moduleitakin on esitelty. ANPC-topologiaan perustuvia moduleita ei tiettävästi ole saatavilla, mutta sen rakenne on hyvin lähellä NPC-topologiaa ja se ratkaisee muutamia NPC:n ongelmia, joten se otettiin vertailuun mukaan.

3.1 2LVSI

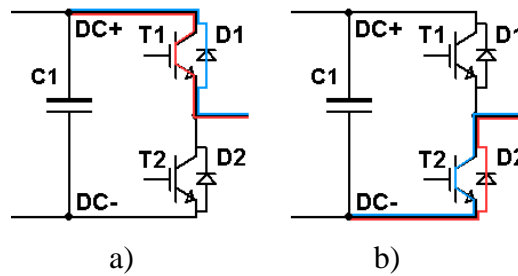
Kuvassa 3.1. on tyypillisen kaksitasoisen suuntaajasillan pääpiirikaavio. Yksi vaihe koostuu kahdesta IGB-transistorista ja niiden kanssa vastarinnan kytketyistä diodeista. Näin ollen kaksitasoisessa kolmivaiheisessa suuntaajasillassa on yhteensä kuusi IGB-transistoria ja kuusi diodia. Kaksitasoisen suuntaajasillan ohjauksen peruseriaate on, että vaihe on koko ajan kytkettynä joko välipiirin positiiviseen tai negatiiviseen potentiaaliin. Näin yhden vaiheen kytkimistä toinen on koko ajan johtavassa tilassa ja toinen johtamattomassa tilassa.



Kuva 3.1. 2LVSI topologian päävirtapiiri

Virran kulkureitit yhden vaiheen osalta on esitetty kuvassa 3.2. Virtareitti vaihtelee kytkentätilan ja vaihevirran suunnan mukaan. Kun vaihe on kytkettynä välipiirin positiiviseen potentiaaliin (kuva 3.2. a), positiivinen vaihevirta, eli suuntaajasillasta lähtevä, kulkee transistorin T_1 läpi ja negatiivinen vaihevirta kulkee diodin D_1 läpi. Vastaavasti, kun vaihe on kytketty välipiirin negatiiviseen potentiaaliin (kuva 3.2. b),

negatiivinen vaihevirta kulkee transistorin T_2 läpi ja positiivinen vaihevirta diodin D_2 läpi.

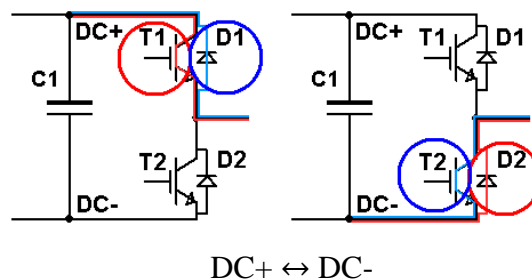


Kuva 3.2. 2LVS topologian virran kulkureitti a) kun vaihe on kytketty DC+ b) kun vaihe on kytketty DC-. Vaiheesta lähtevä virta (positiivinen virta) punaisella ja vaiheeseen palaava virta (negatiivinen virta) sinisellä.

Kaksitasoisessa suuntaajasillassa virtatiellä on yksi komponentti vaihetta kohden kytkentätilasta riippumatta, jolloin johtavan tilan häviöt ovat pienet. Kytkentähäviölliset komponentit eri vaihevirralla suunnilla ja kytkennöissä on esitetty taulukossa 3.1. ja kuvassa 3.3. Kun kytkentätila muuttuu DC+:sta DC-:seen ja vaihevirta on positiivinen, transistori T_1 katkaisee virrankulun ja sille aiheutuu poiskytkentähäviö. Virta kommutoituu diodille D_2 ja sille aiheutuu päällekytkentähäviö, joka diodin kohdalla on todella pieni ja yleensä se voidaan jättää huomiotta. Vastaavasti kytkentätilan muuttuessa vastakkaiseen suuntaan positiivisella vaihevirralla, transistorille T_1 aiheutuu päällekytkentähäviö ja diodille D_2 aiheutuu poiskytkentähäviö. Vaihevirralla ollessa negatiivinen ja kytkentätilan muuttuessa DC-:sta DC+:sa, transistorille T_2 aiheutuu poiskytkentähäviö ja diodille D_1 päällekytkentähäviö. Kytkentätilan muuttuessa takaisin DC-:seen, diodille D_1 aiheutuu poiskytkentähäviö ja transistorille T_2 päällekytkentähäviö.

Taulukko 3.1. 2LVS topologian kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan vaihtuessa

Kytkentätilan muutos	$I_{out} > 0$	$I_{out} < 0$
DC+ -> DC-	$T_{1,off}$	$T_{2,on}, D_{1,off}$
DC- -> DC+	$T_{1,on}, D_{2,off}$	$T_{2,off}$



DC+ ↔ DC-

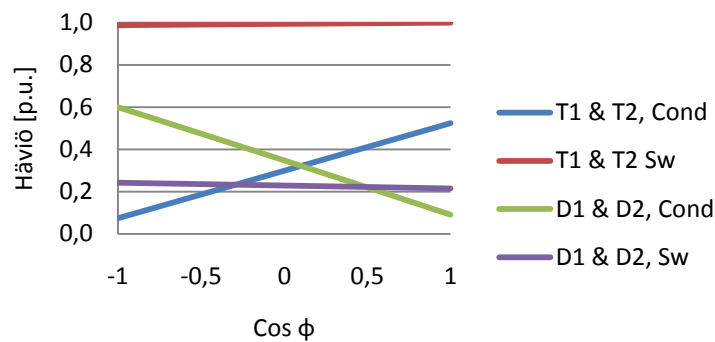
Kuva 3.3. 2LVS:n kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan vaihtuessa. Punaisella ympyröity positiivisella ja sinisellä negatiivisella vaihevirralla häviölliset komponentit.

Kytkeätilan muutossuunnalla ei ole vaikutusta häviökomponentteihin vaan häviöt aiheutuvat aina samoille komponenteille siirryttänpä DC+ tilasta DC- tilaan tai päinvastoin. Sitä vastoin vaihevirran suunta vaikuttaa häviöitä aiheuttaviin komponentteihin.

3.1.1 Häviölaskenta

2-tasoisella suuntaajasillalla kaikkien diodien häviöt ovat keskenään samansuuruiset ja samoin IGB-transistorien häviöt ovat keskenään samansuuruiset. 3-vaiheisen suuntaajasillan kokonaishäviöt saadaan symmetrian vuoksi laskettua kertomalla yhden IGB-transistorin ja yhden diodin häviöt kuudella. Simuloinneissa käytetyt häviökaavat on esitetty liitteessä 1. Kaavoissa on eriteltynä IGBT:n ja diodin johtotilanhäviöt ja kytkeähäviöt. (Wintrich et al. 2011, s.303)

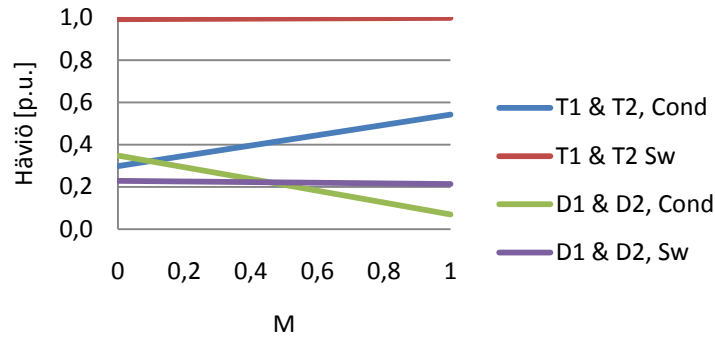
Kuorman tehokerroin vaikuttaa johtotilanhäviöiden jakaantumiseen diodin ja IGBT:n kesken. Kuvassa 3.4. on esitetty tehokertoimen vaikutus puolijohteiden häviöihin.



Kuva 3.4. 2LVSI:n puolijohteiden häviöt tehokertoimen funktiona. $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

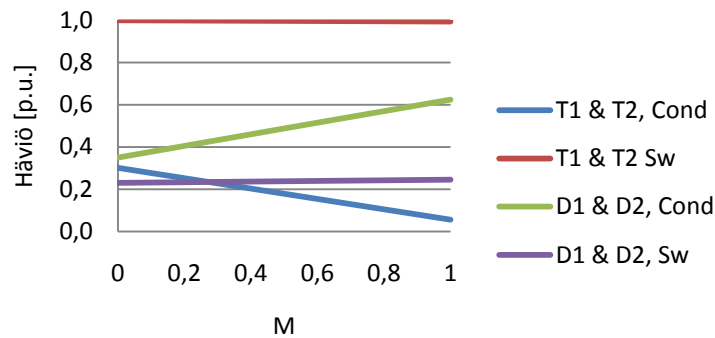
Tehokertoimen ollessa -1 diodin johtotilanhäviöt ovat maksimissaan ja IGBT:n minimissään. Vastaavasti tehokertoimen ollessa 1 IGBT:n johtotilanhäviöt ovat maksimissaan ja diodin minimissään.

Kuvissa 3.5. ja 3.6. on esitetty modulointi-indeksin vaikutus puolijohteiden häviöihin. Kuvassa 3.5. tehokerroin on 1 ja kuvassa 3.6. tehokerroin on -1.



Kuva 3.5. 2LVSI:n puolijohteiden häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi = 1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

Positiivisella tehokertoimella modulointi-indeksi vaikuttaa johtotilanhäviöihin siten, että IGBT:n häviöt kasvavat lineaarisesti ja diodin häviöt pienyvät modulointi-indeksin kasvaessa. Negatiivisella tehokertoimella taas IGBT:n häviöt pienenevät ja diodin häviöt kasvavat modulointi-indeksin kasvaessa.

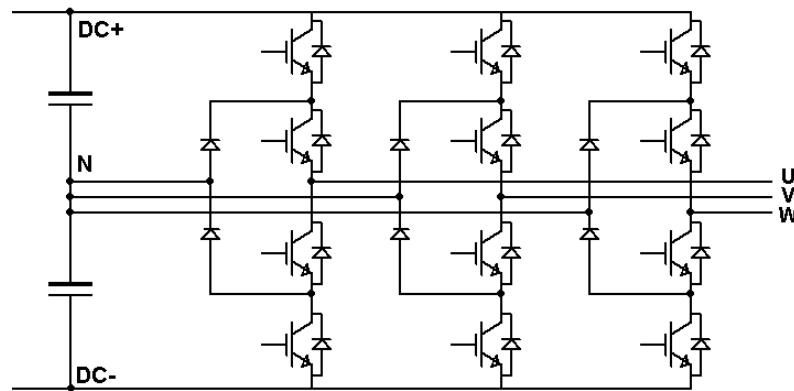


Kuva 3.6. 2LVSI:n puolijohteiden häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi = -1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

Kytkehtähäviöt ovat riippumattomia sekä tehokertoimesta että modulointi-indeksistä. Kuvissa 3.4., 3.5. ja 3.6. kytkehtähäviöissä näkyy pientä muutosta sekä tehokertoimen että modulointi-indeksin funktiona, mutta se johtuu johtotilanhäviöiden aiheuttamasta liitoslämpötilan muutoksesta ja kytkehtähäviöiden lämpötilariippuvuudesta.

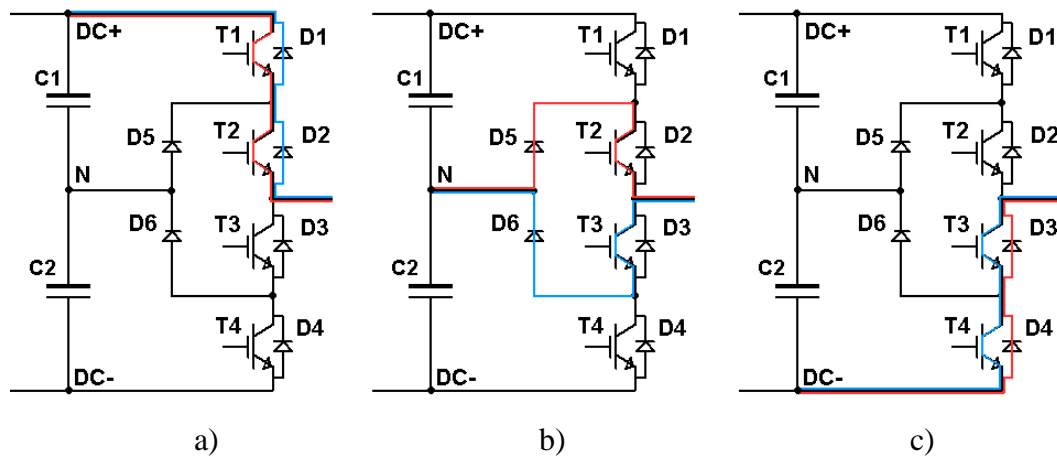
3.2 3LVSI-NPC

Kolmitasoisien NPC-suuntaajasillan päävirtapiiri on esitetty kuvassa 3.7. Yksi vaihe koostuu neljästä IGB-transistorista, niiden kanssa vastarinnan kytketyistä diodeista sekä kahdesta niin kutsutusta lukkodiodista. Yhteensä kolmivaiheisessa NPC-suuntaajasillassa on 12 IGB-transistoria ja 18 diodia. Lukkodiodien kautta vaihe kytkeytyy välipiirin puoliväliin eli ns. neutraaliin potentiaaliin.



Kuva 3.7. NPC-topologian päävirtapiiri

3-tasoisien NPC-suuntaajasillan vaihe on koko ajan kytkettynä välipiirin positiiviseen, neutraaliin tai negatiiviseen potentiaaliin. Kytkimiä T_1 ja T_3 sekä kytkimiä T_2 ja T_4 ohjataan pareina, joista koko ajan toinen on johtavassa tilassa ja toinen johtamattomassa tilassa. Kuvassa 3.8. on esitetty yhden vaiheen osalta virran kulkureitti eri kytkentätiloille sekä positiivisella että negatiivisella vaihevirralla. Positiivisilla vaiheen virroilla virta kulkee seuraavasti: kun vaihe on kytketty välipiirin positiiviseen potentiaaliin, virta kulkee kytkimien T_1 ja T_2 läpi; kun vaihe on kytketty välipiirin neutraaliin potentiaaliin, virta kulkee diodin D_5 ja kytkimen T_2 läpi ja kun vaihe on kytketty välipiirin negatiiviseen potentiaaliin, virta kulkee diodien D_3 ja D_4 läpi. Vastaavasti negatiivisilla vaiheen virroilla virta kulkee seuraavasti: kun vaihe on kytketty välipiirin positiiviseen potentiaaliin, virta kulkee diodien D_1 ja D_2 läpi; kun vaihe on kytkettynä välipiirin neutraaliin pisteeseen, virta kulkee kytkimen T_3 ja diodin D_6 läpi ja kun vaihe on kytkettynä välipiirin negatiiviseen potentiaaliin, virta kulkee kytkimien T_3 ja T_4 läpi. (Semikron Oy Application Note AN-11001)



Kuva 3.8. NPC-topologian virran kulkureitti a) kun vaihe on kytketty DC+ b) kun vaihe on kytketty N c) kun vaihe on kytketty DC-. Vaiheesta lähtevä virta(positiivinen virta) merkitty punaisella ja vaiheeseen palaava virta(negatiivinen virta) merkitty sinisellä.

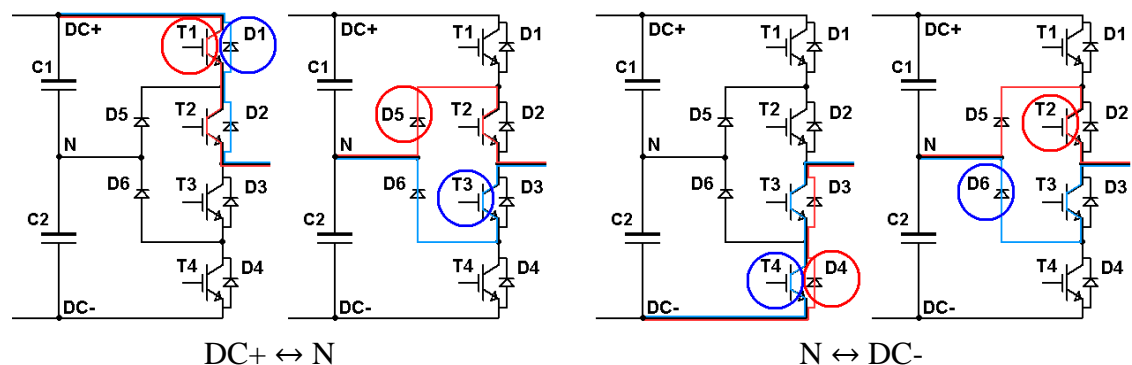
NPC-topologiassa virtatiellä on kaikissa kytkentätiloissa kaksi puolijohdetta vaihetta kohden. Tämä aiheuttaa suhteellisen suuret johtavan tilan häviöt. Kytkentähäviöitä aiheuttavat komponentit eri kytkentätilan vaihdoilla ja virran kulkusuunnilla on esitetty taulukossa 3.2. ja kuvassa 3.9. Vastaavasti kuin kaksitasoisessa topologiassa kytkentätilan muutossuunta ei vaikuta häviökomponentteihin vaan ainoastaan virran suunnalla on merkitystä. (Soeiro, T. et al 2011)

Kytkeätilan muuttuessa DC+:sta N:iin positiivisella vaihevirralla, transistori T_1 katkaisee virran ja sille aiheutuu poiskytkentähäviö. Kytkentätilan muuttuessa takaisin N:sta DC+:saan, diodi D_5 kokee poiskytkentähäviön ja transistori T_1 päällekytkentähäviön. Negatiivisella vaihevirralla kytkentätilan muuttuessa DC+:sta N:iin, diodille D_1 aiheutuu poiskytkentähäviö ja transistorille T_3 päällekytkentähäviö. Kytkentätilan muuttuessa takaisin DC+:aan, transistorille T_3 poiskytkentähäviö. (Soeiro, T. et al 2011)

Kytkeätilan muuttuessa N:sta DC-:seen negatiivisella vaihevirralla, transistori T_4 katkaisee virran ja sille aiheutuu poiskytkentähäviö. Kytkentätilan muuttuessa vastakkaiseen suuntaan, diodille D_6 aiheutuu poiskytkentähäviö ja transistorille T_4 päällekytkentähäviö. Positiivisella vaihevirralla kytkentätilan muuttuessa DC-:sta N:iin, transistorille T_2 aiheutuu päällekytkentähäviö ja diodille D_4 poiskytkentähäviö. Kytkentätilan muuttuessa vastakkaiseen suuntaan, transistorille T_2 aiheutuu poiskytkentähäviöt. (Soeiro, T. et al 2011)

Taulukko 3.2. NPC-topologian kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan vaihtuessa

Kytkeätilan muutos	$I_{out} > 0$	$I_{out} < 0$
DC+ → N	$T_{1,off}$	$T_{3,on}, D_{1,off}$
N → DC+	$T_{1,on}, D_{5,off}$	$T_{3,off}$
N → DC-	$T_{2,off}$	$T_{4,off}$
DC- → N	$T_{2,on}, D_{4,off}$	$T_{4,on}, D_{6,off}$

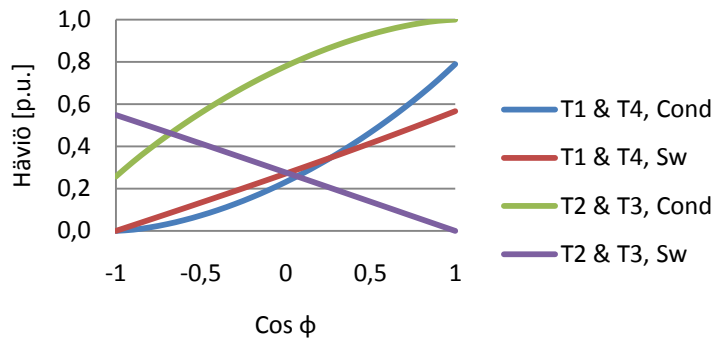


Kuva 3.9. NPC:n kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan vaihtuessa. Punaisella ympyröity positiivisella ja sinisellä negatiivisella vaihevirralla häviölliset komponentit. Vaiheesta lähtevä virta(positiivinen virta) punaisella ja vaiheeseen palaava virta(negatiivinen virta) sinisellä.

3.2.1 Häviölaskenta

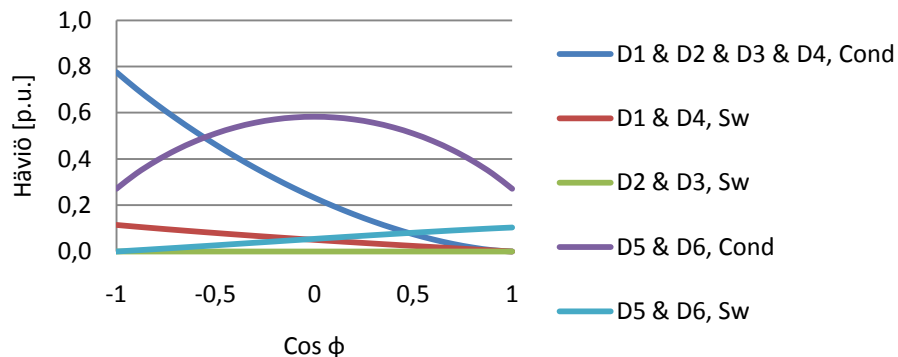
NPC-suuntaajasillalla transistorien T_1 ja T_4 sekä T_2 ja T_3 häviöt ovat pareittain samansuuruiset. Samoin diodien D_1 ja D_4 , D_2 ja D_3 , sekä D_5 ja D_6 häviöt ovat pareittain identtiset. Tämän lisäksi diodien D_1 , D_2 , D_3 ja D_4 johtotilanhäviöt ovat samansuuruiset. 3-vaiheisen NPC-suuntaajasillan kokonaishäviöt saadaan symmetrian vuoksi laskettua kertomalla T_1 :n, T_2 :n, D_1 :n, D_2 :n ja D_5 :n häviöt kuudella. Simuloinneissa käytetyt häviökaavat on esitetty liitteessä 2. (Semikron Oy Application Note AN-11001)

Kuvissa 3.10. ja 3.11. on esitetty tehokertoimen vaikutus transistorien (kuva 3.10.) ja diodien (kuva 3.11.) häviöihin.



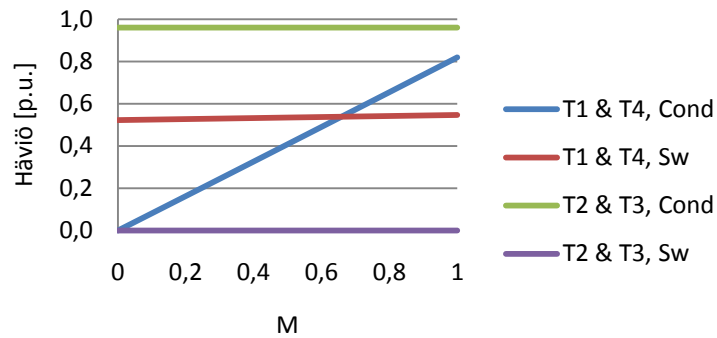
Kuva 3.10. NPC:n IGB-transistorien häviöt tehokertoimen funktiona. $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Transistorien johtotilanhäviöt ovat minimissään tehokertoimen ollessa -1 ja maksimissaan tehokertoimen ollessa 1. Diodien D_1 , D_2 , D_3 ja D_4 johtotilan häviöt käyttäytyvät päinvastaisesti. Diodien D_5 ja D_6 johtotilanhäviöt ovat minimissään tehokertoimen ollessa -1 tai 1 ja maksimissaan tehokertoimen ollessa 0. Transistorien T_1 ja T_4 kytkentähäviöt kasvavat ja transistorien T_2 ja T_3 pienenevät lineaarisesti tehokertoimen kasvaessa.



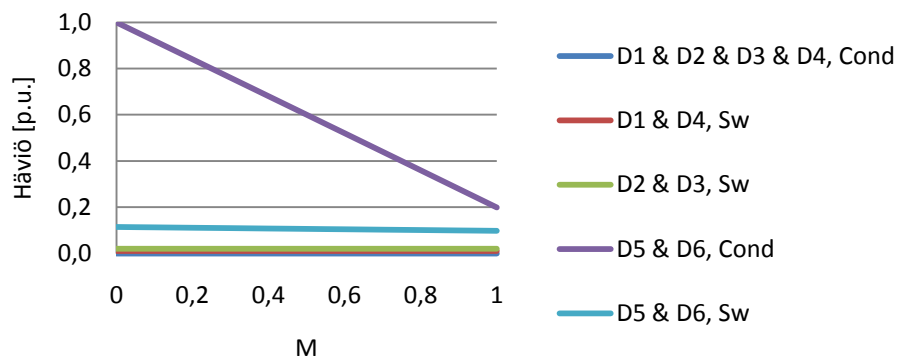
Kuva 3.11. NPC:n diodien häviöt tehokertoimen funktiona. $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kuvissa 3.12. ja 3.13. on esitetty transistorien (kuva 3.12.) ja diodien (kuva 3.13.) häviöiden käyttäytyminen modulointi-indeksin funktiona tehokertoimella 1.



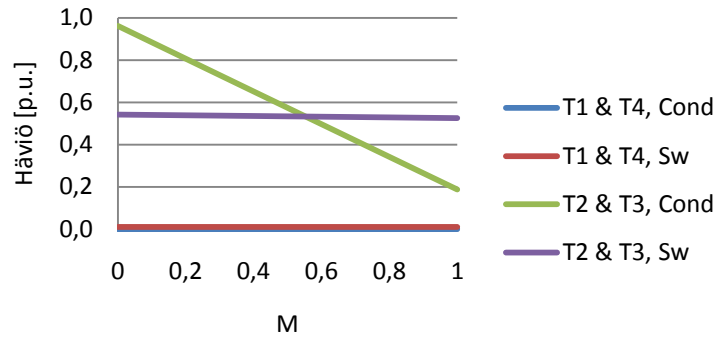
Kuva 3.12. NPC:n IGB-transistorien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi=1$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Transistorien T_1 ja T_4 johtotilanhäviöt kasvavat ja diodien D_5 ja D_6 pienenevät lineaarisesti modulointi-indeksin kasvaessa positiivisella tehokertoimella. Muiden puolijohteiden häviöt eivät riipu modulointi-indeksistä.



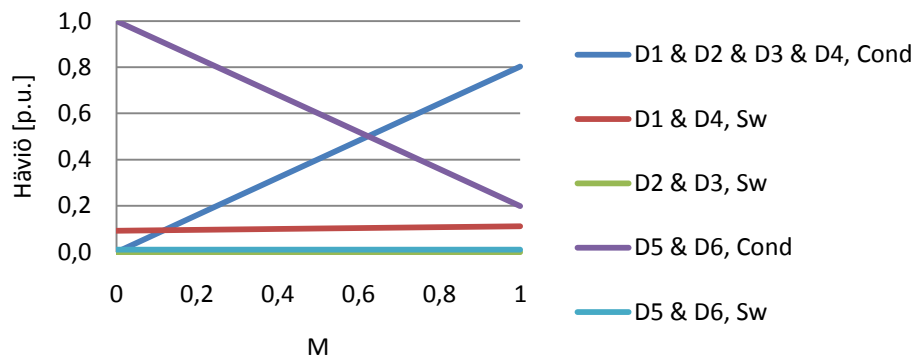
Kuva 3.13. NPC:n diodien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi=1$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kuvissa 3.14. ja 3.15. on esitetty transistorien (kuva 3.14.) ja diodien (kuva 3.15.) häviöiden käyttäytyminen modulointi-indeksin funktiona tehokertoimella -1.



Kuva 3.14. NPC:n IGB-transistorien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi = -1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

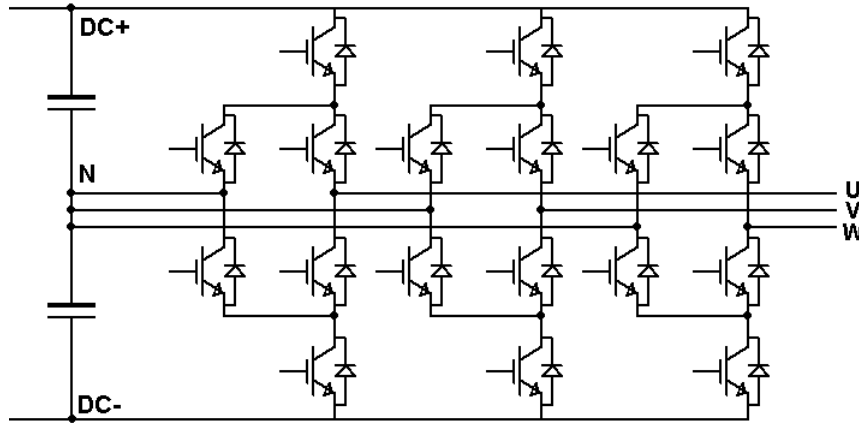
Transistorien T_2 ja T_3 sekä diodien D_5 ja D_6 johtotilanhäviöt pienenevät ja diodien D_1 , D_2 , D_3 ja D_4 kasvavat lineaarisesti modulointi-indeksin kasvaessa tehokertoimen ollessa negatiivinen.



Kuva 3.15. NPC:n diodien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi = -1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

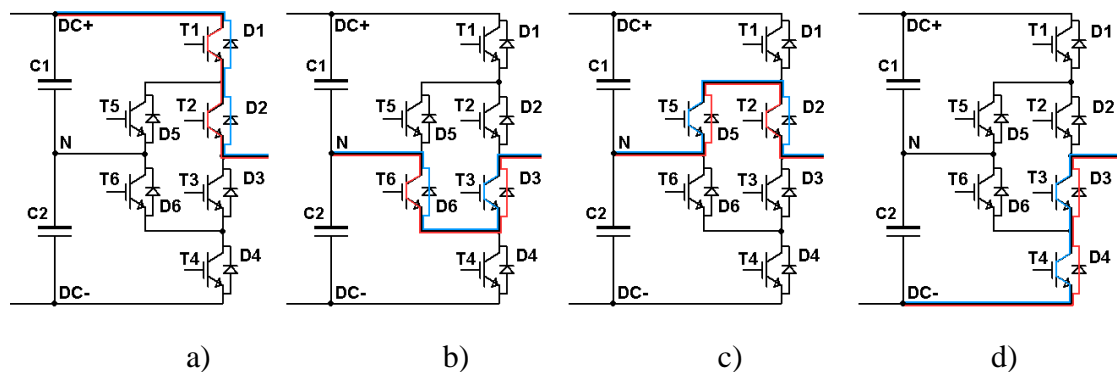
3.3 3LVSI-Active-NPC

Kolmitasoisien active-NPC-topologian päävirtapiiri on esitetty kuvassa 3.16. Yksi vaihe koostuu kuudesta IGB-transistorista ja niiden kanssa vastarinnan kytketyistä diodeista. Kolmivaiheisessa Active-NPC-suuntaajasillassa on yhteensä 18 IGB-transistoria ja 18 diodia. Päävirtapiiri vastaa tavallista NPC:tä, jossa lukkiodiodien kanssa rinnakkain ovat ohjattavat kytkimet. Tämä mahdollistaa useamman neutraalin kytkentätilan, jolloin ohjauksessa on enemmän vapausasteita käytettävissä. Toisaalta se lisää ohjauksien määrää ja monimutkaistaa modulointia.



Kuva 3.16. Active-NPC-topologian päävirtapiiri

Edellisen topologian tapaan, vaihe on koko ajan kytkettynä joko välipiirin positiiviseen, neutraaliin tai negatiiviseen potentiaaliin. Kuvassa 3.17. on esitetty ANPC-suuntaajasillan virtareitit eri kytkentätiloilla sekä positiivisella että negatiivisella vaihevirralla. Kun vaihe on kytketty välipiirin positiiviseen potentiaaliin, positiivinen vaihevirta kulkee transistorien T_1 ja T_2 läpi. Vastaavasti negatiivinen vaihevirta kulkee diodien D_1 ja D_2 läpi. Kun vaihe on kytketty välipiirin negatiiviseen potentiaaliin, positiivinen vaihevirta kulkee diodien D_3 ja D_4 läpi ja negatiivinen vaihevirta kulkee transistorien T_3 ja T_4 läpi. Välipiirin neutraali piste voidaan kytkeä vaiheeseen kahta eri reittiä riippumatta vaihevirran suunnasta. Ensimmäisessä vaihtoehdossa positiivinen vaihevirta kulkee transistorin T_6 ja diodin D_3 läpi ja negatiivinen vaihevirta transistorin T_3 ja diodin D_6 läpi. Toisessa vaihtoehdoisessa kytkentätilassa positiivinen vaihevirta kulkee diodin D_5 ja transistorin T_2 läpi ja negatiivinen vaihevirta kulkee diodin D_2 ja transistorin T_5 läpi. (Soeiro, T. et al 2011)



Kuva 3.17. Active-NPC-topologian virran kulkureitit a) kun vaihe on kytketty DC+ b) kun vaihe on kytketty N- c) kun vaihe on kytketty N+ d) kun vaihe on kytketty DC-. Vaiheesta lähtevä virta(positiivinen virta) merkitty punaisella ja vaiheeseen palaava virta(negatiivinen virta) merkitty sinisellä.

Kahden eri neutraalin pisteen kytkentävaihtoehdon avulla voidaan vaikuttaa, mille kytkimille aiheutuvat kytkentä- ja johtotilanhäviöt. Taulukossa 3.3. on esitetty

kytkentähäviölliset komponentit eri kytkentätilan vaihdoilla sekä positiivisella että negatiivisella vaihevirralla. Esimerkiksi kytkentätilan vaihto DC+:sta neutraaliin voidaan toteuttaa neljällä eri tavalla. Positiivisella vaihevirralla kytkentätilan vaihto DC+:sta N1+:aan tai päinvastoin aiheuttaa häviöitä transistorille T_1 ja diodille D_5 . Kytkentätilan vaihto N1-:seen tai päinvastoin taas aiheuttaa häviöitä komponenteille T_2 ja D_3 .

Taulukko 3.3. ANPC-topologian kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan vaihtuessa

Kytkentätilan muutos	$I_{out} > 0$	$I_{out} < 0$	Kytkentätilan muutos	$I_{out} > 0$	$I_{out} < 0$
DC+ -> N2+	$T_{1,off}$	$T_{5,on}, D_{1,off}$	DC- -> N2+	$T_{2,on}, D_{4,off}$	$T_{4,off}$
DC+ -> N1+	$T_{1,off}$	$T_{5,on}, D_{1,off}$	DC- -> N1+	$T_{2,on}, D_{3,off}$	$T_{3,off}$
DC+ -> N1-	$T_{2,off}$	$T_{3,on}, D_{2,off}$	DC- -> N1-	$T_{6,on}, D_{4,off}$	$T_{4,off}$
DC+ -> N2-	$T_{1,off}$	$T_{3,on}, D_{1,off}$	DC- -> N2-	$T_{6,on}, D_{4,off}$	$T_{4,off}$
N2+ -> DC+	$T_{1,on}, D_{5,off}$	$T_{5,off}$	N2+ -> DC-	$T_{2,off}$	$T_{4,on}, D_{2,off}$
N1+ -> DC+	$T_{1,on}, D_{5,off}$	$T_{5,off}$	N1+ -> DC-	$T_{2,off}$	$T_{3,on}, D_{2,off}$
N1- -> DC+	$T_{2,on}, D_{3,off}$	$T_{3,off}$	N1- -> DC-	$T_{6,off}$	$T_{4,on}, D_{6,off}$
N2- -> DC+	$T_{1,on}, D_{3,off}$	$T_{3,off}$	N2- -> DC-	$T_{6,off}$	$T_{4,on}, D_{6,off}$

Kytkentätilan valinnalla ei ole merkitystä kokonaishäviöihin, vaan häviöitä voidaan ainoastaan siirtää komponentilta toiselle. Tällä voidaan saavuttaa merkittävä hyöty tietyissä toimintapisteissä, joissa yksittäinen komponentti rajoittaa ulostulotehoa tai maksimi kytkentätaajuutta. (Brückner & Bernet 2001)

Brücknerin & Bernetin (2001) tutkimuksissa edellä esitetyllä häviöiden tasapainoituksella voidaan saavuttaa 20 % lisäys suuntaajasillan ulostulotehoon tai kytkentätaajuus voidaan lähes kaksinkertaistaa. Toisaalta, jos tilannetta verrataan perinteiseen NPC-topologiaan vastaavan kokoisessa puolijohdemodulissa, keskihaaran IGB-transistorit vievät muiden puolijohteiden tilaa. Näin muiden puolijohteiden suorituskyky laskee ja ANPC häviöiden tasapainoituksella ei yllä kyseiseen 20 % parannukseen ulostulotehossa.

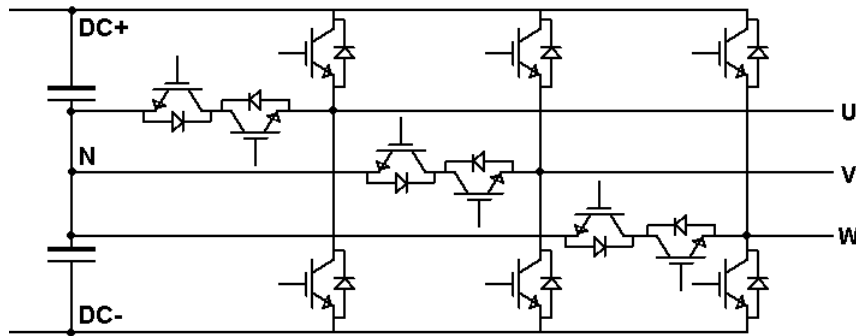
3.3.1 Häviölaskenta

ANPC-topologiaa ei oteta mukaan häviösimulointeihin, koska sen häviökäyttäytymiseen vaikuttaa merkittävästi sen ohjaustapa. Häviöiden tasapainoitusta on hankala simuloida yksinkertaisella häviömallilla. Jos häviöiden tasapainoitusta ei käytetä, ANPC-topologian häviökäyttäytyminen vastaa tavallista NPC-topologiaa.

3.4 3LVSI-Advanced-NPC/T-tyyppi

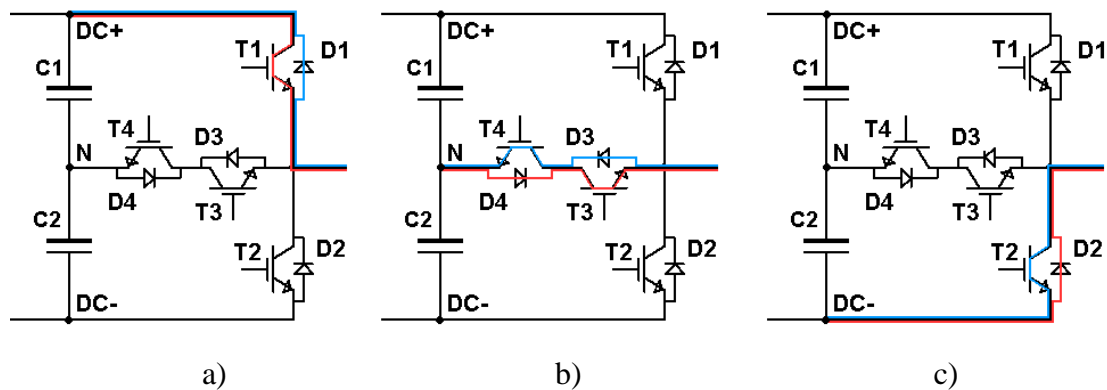
Kuvassa 3.18. on esitetty 3LVSI-Advanced-NPC topologian päävirtapiiri. Sen nimi on joissakin lähteissä myös T-tyyppi (T-type). Yksi vaihe muodostuu neljästä IGB-transistorista ja niiden kanssa vastarinnan kytketyistä diodeista. Päävirtapiirin rakenne vastaa tavallista kaksitasoista, johon on lisätty vastakkain kytketyt IGB-transistorit,

joilla välipiirin neutraalipiste voidaan kytkeä vaihelähtöön. Koko kolmivaiheisessa suuntaajasillassa on yhteensä 12 IGB-transistoria ja 12 diodia.



Kuva 3.18. 3LVSI-T-Tyypin topologian päävirtapiiri

T-tyypin topologiaa voidaan ohjata vastaavalla tavalla kuin NPC-topologiaa eli vaiheen kytkimistä kaksi on johtavassa tilassa ja kaksi johtamattomassa tilassa. Kuvassa 3.19. on esitetty virran kulkureitit, kun vaihe on kytketty positiiviseen, neutraaliin ja negatiiviseen vaiheen potentiaaliin. Ensimmäisessä positiivinen vaihevirta kulkee transistorin T_1 läpi ja negatiivinen vaihevirta diodin D_1 läpi. Toisessa tapauksessa positiivinen vaihevirta kulkee diodin D_4 ja transistorin T_3 läpi ja negatiivinen diodin D_3 ja transistorin T_4 läpi. Viimeisessä kytkentätilassa positiivinen virta kulkee diodin D_2 läpi ja negatiivinen transistorin T_2 läpi.



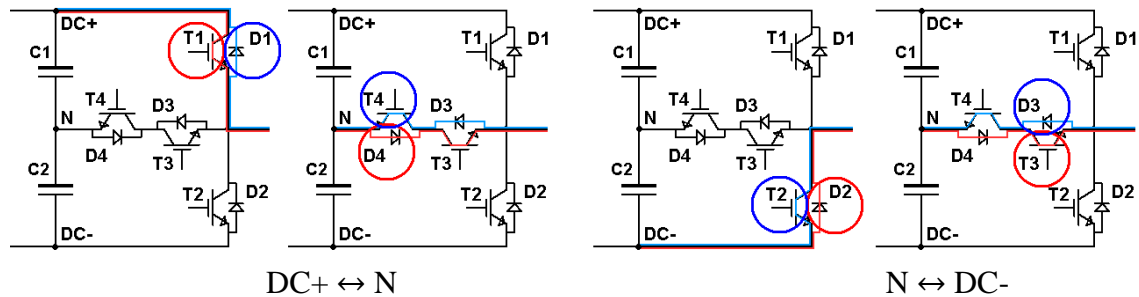
Kuva 3.19. T-tyypin topologian virran kulkureitit a) kun vaihe on kytketty DC+ b) kun vaihe on kytketty N c) kun vaihe on kytketty DC-. Vaiheesta lähtevä virta (positiivinen virta) merkitty punaisella ja vaiheeseen palaava virta (negatiivinen virta) merkitty sinisellä.

T-tyypin suuntaajasillassa virtatiellä on yksi tai kaksi puolijohdetta vaihetta kohden riippuen kytkentätilasta. Kun vaihe on kytketty välipiirin positiiviseen tai negatiiviseen potentiaaliin, virtatiellä on vain yksi puolijohde. Neutraalissa kytkentätilassa virtatiellä on kaksi puolijohdetta. Johtavan tilan häviöt ovat tämän seurauksena keskimääräiset. Kytkentähäviölliset komponentit kytkentätilan muuttuessa sekä positiivisella että

negatiivisella vaihevirralla on esitetty taulukossa 3.4. ja kuvassa 3.20. Kytkeätilan muuttuessa DC+:sta N:iin positiivisella vaihevirralla, transistorille T_1 aiheutuu poiskytkentähäviö. Vastakkaiseen suuntaan kytkettäessä transistorille T_1 aiheutuu päällekytkentähäviö ja diodille D_4 poiskytkentähäviö. Negatiivisella vaihevirralla kytkeätilan muutos DC+:sta N:iin aiheuttaa diodille D_1 poiskytkentähäviön ja transistorille T_4 päällekytkentähäviön. Vastakkaiseen suuntaan kytkettäessä transistorille T_4 aiheutuu poiskytkentähäviö. (Soeiro, T. et al 2011)

Taulukko 3.4. T-tyyppin topologian kytkeätiloihin liittyvät komponentit kytkeätilan vaihtuessa

Kytkeätilan muutos	$I_{out} > 0$	$I_{out} < 0$
DC+ → N	$T_{1,off}$	$T_{4,on}, D_{1,off}$
N → DC+	$T_{1,on}, D_{4,off}$	$T_{4,off}$
N → DC-	$T_{3,off}$	$T_{2,on}, D_{3,off}$
DC- → N	$T_{3,on}, D_{2,off}$	$T_{2,off}$



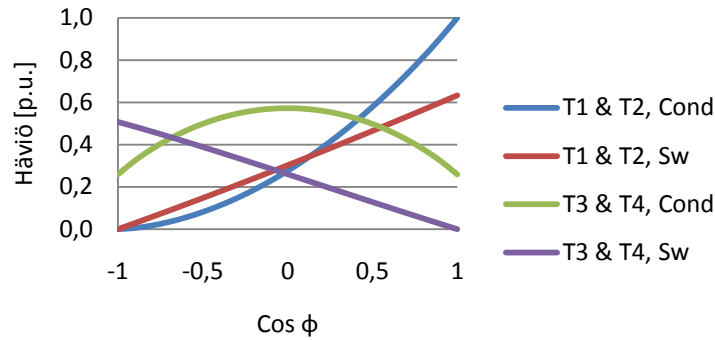
Kuva 3.20. T-tyyppin topologian kytkeätiloihin liittyvät komponentit kytkeätilan vaihtuessa. Punaisella ympyröity positiivisella ja sinisellä negatiivisella vaihevirralla häviölliset komponentit. Vaiheesta lähtevä virta (positiivinen virta) punaisella ja vaiheeseen palaava virta (negatiivinen virta) sinisellä.

Kytkeätilan muuttuessa DC-:sta N:iin negatiivisella vaihevirralla, transistorille T_2 aiheutuu poiskytkentähäviö. Vastakkaiseen suuntaan kytkettäessä diodille D_3 aiheutuu poiskytkentähäviö ja transistorille T_2 päällekytkentähäviö. Positiivisella vaihevirralla kytkeätilan muuttuessa DC-:sta N:iin diodille D_2 aiheutuu poiskytkentähäviö ja transistorille T_3 päällekytkentähäviö. Vastakkaiseen suuntaan kytkettäessä transistorille T_3 aiheutuu poiskytkentähäviö. (Soeiro, T. et al 2011)

3.4.1 Häviölaskenta

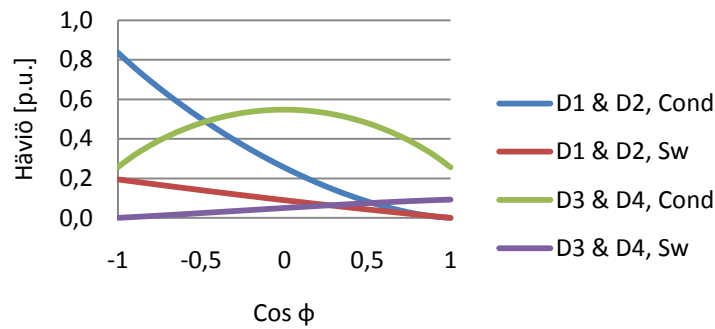
T-tyyppin suuntaajasillassa transistorien T_1 ja T_2 sekä T_3 ja T_4 häviöt ovat pareittain samansuuruiset. Samoin diodien D_1 ja D_2 sekä D_3 ja D_4 häviöt ovat pareittain identtiset. 3-vaiheisen T-tyyppin suuntaajasillan kokonaishäviöt saadaan symmetrian vuoksi laskettua kertomalla $T_{1:n}$, $T_{3:n}$, $D_{1:n}$ ja $D_{3:n}$ häviöt kuudella. Simuloinneissa käytetyt häviökaavat on esitetty liitteessä 3. (Semikron Oy Application Note AN-11001)

Kuvissa 3.21. ja 3.22. on esitetty tehokertoimen vaikutus transistorien (kuva 3.21.) ja diodien (kuva 3.22.) häviöihin.



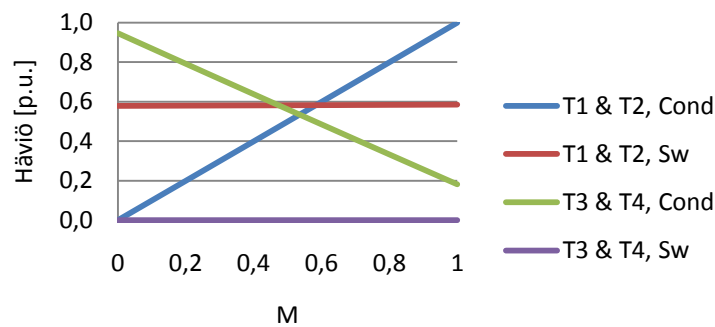
Kuva 3.21. T-tyyppin IGB-transistorien häviöt tehokertoimen funktiona. $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Transistorien T_1 ja T_2 häviöt kasvavat, transistorien T_3 ja T_4 kytkentähäviöt pienenevät ja diodien D_1 ja D_2 johtotilanhäviöt pienenevät tehokertoimen kasvaessa. Transistorien T_3 ja T_4 sekä diodien D_3 ja D_4 johtotilanhäviöt ovat minimissään tehokertoimella -1 ja 1 maksimissaan tehokertoimella 0.



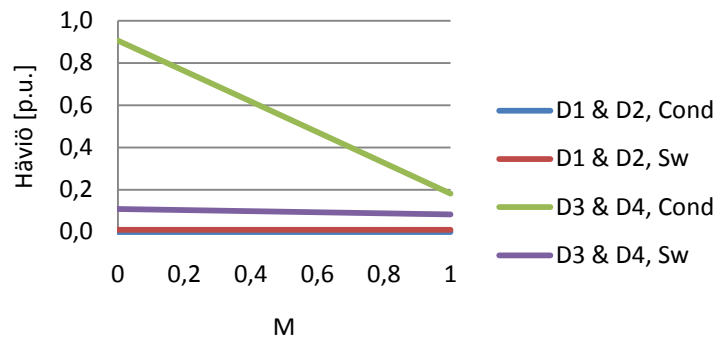
Kuva 3.22. T-tyyppin diodien häviöt tehokertoimen funktiona. $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kuvissa 3.23. ja 3.24. on esitetty transistorien (kuva 3.23.) ja diodien (kuva 3.24.) häviöiden käyttäytyminen modulointi-indeksin funktiona tehokertoimella 1.



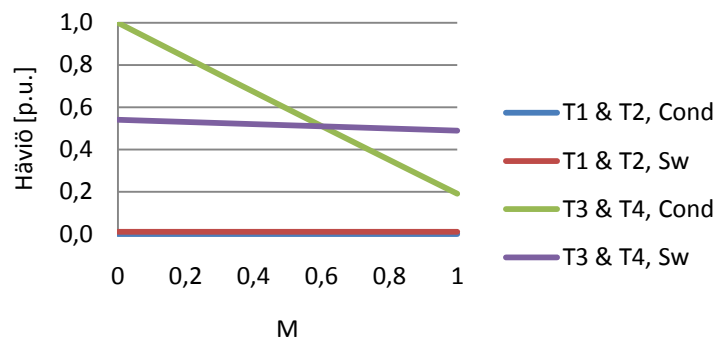
Kuva 3.23. T-tyyppin IGB-transistorien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \phi=1$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $f_{sw}=6$ kHz, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Transistorien T_1 ja T_2 johtotilanhäviöt kasvavat ja transistorien T_3 ja T_4 sekä diodien D_3 ja D_4 johtotilanhäviöt pienenevät modulointi-indeksiin kasvaessa tehokertoimen ollessa positiivinen.



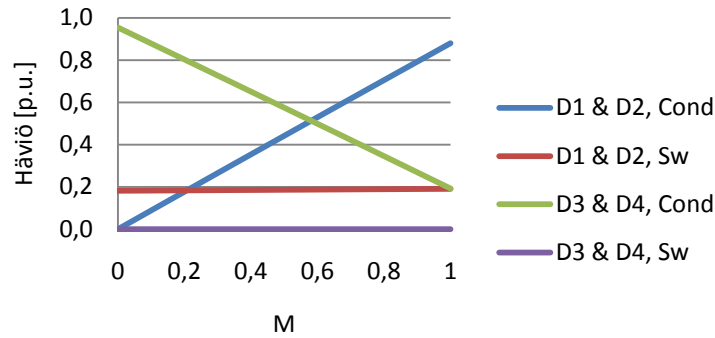
Kuva 3.24. T-tyyppin diodien häviöt modulointi-indeksiin funktiona. $\cos \varphi = 1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

Kuvissa 3.25. ja 3.26. on esitetty transistorien (kuva 3.25.) ja diodien (kuva 3.26.) häviöiden käyttäytyminen modulointi-indeksiin funktiona tehokertoimella -1.



Kuva 3.25. T-tyyppin IGB-transistorien häviöt modulointi-indeksiin funktiona. $\cos \varphi = -1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

Transistorien T_3 ja T_4 sekä diodien D_3 ja D_4 johtotilanhäviöt pienenevät ja diodien D_1 ja D_2 johtotilanhäviöt kasvavat modulointi-indeksiin kasvaessa tehokertoimen ollessa negatiivinen.



Kuva 3.26. T-tyyppin diodien häviöt modulointi-indeksin funktiona. $\cos \varphi = -1$, $f_{out} = 50$ Hz, $I_{out} = 0,62$ p.u., $f_{sw} = 6$ kHz, $V_{DC} = 765$ V, $T_{amb} = 40$ °C.

3.5 Komponenttien jännitekesto eri jännitetasoilla

IGB-transistorien yleisimmät jänniteluokat ovat 600, 1200 ja 1700 V. Maksimi jännitettä ei saa missään toimintapisteessä ylittää, koska puolijohde saattaa tällöin vaurioitua. Tyypillisesti puolijohdeiden mitoituksessa käytettävä jännitetaso nimellistoimintapisteessä on 55-65 % puolijohdeiden maksimi jännitekestoista. Tämä tarkoittaa, että 600 V puolijohdeiden yli nimellistoimintapisteessä voi olla noin 375 V jännite. Vastaavasti 1200 V komponentilla yli oleva jännite voi olla noin 765 V ja 1700 V komponentilla noin 1100 V. 55-65 % mitoitus takaa sen, että puolijohdeiden yli oleva jännite pysyy sallituissa rajoissa myös laitteen vikatilanteissa, verkon ylijännitetilanteissa sekä komponenttien ohjauksen transienttitilanteissa. (Fuji application manual)

Puolijohdeilta vaadittu jänniteluokka vaihtelee suuntaajasillan topologian mukaan. Yksinkertaisin tilanne on 2-tasoiselle suuntaajasillalla, jonka puolijohdeiden tulee kestää koko välipiirin jännite. Toisin sanoen edellä mainitut nimellistoimintapisteiden jännitearvot ovat suoraan 2-tasoisesta topologian maksimi välipiirin jännitteistä kyseisellä puolijohdeiden jänniteluokalla. NPC-topologiassa jokaisen puolijohdeiden tulee kestää puolet välipiirin jännitteestä, koska jokaisessa kytkentätilassa välipiirin jännite jakaantuu kahden puolijohdeiden yli. Näin NPC-topologiassa voidaan käyttää jännitekestoiltaan puolet 2-tasoisesta topologian puolijohdeista. Tällöin 600 V puolijohdeilla toteutetun NPC-topologian maksimi välipiirin jännite on noin 765 V, 1200 V puolijohdeilla noin 1500 V ja 1700 V puolijohdeilla noin 2200 V. T-tyyppisessä topologiassa uloimpien puolijohdeiden tarvitsee kestää koko välipiirin jännite, eli niiden mitoitus on vastaava kuin 2-tasoisella topologialla. Keskihaaran puolijohdeiden jännitekestoksi riittää puolet välipiirin jännitteestä. Näin T-tyyppisessä topologian ulompien puolijohdeiden jänniteluokan ollessa 1200 ja 1700 V, keskihaaran komponenttien jännitekesto on vastaavasti 600 ja 1200 V.

Puolijohdeiden jänniteluokat eivät kaikissa topologioissa ole optimaalisia tietyillä välipiirin jännitetasoilla. Esimerkiksi NPC-topologiassa 900 V välipiirin jännitteellä 600 V puolijohdeet eivät riitä, vaan joudutaan käyttämään 1200 V puolijohdeita. Kyseisellä

välipiirin jännitetasolla 2-tasoisella käytetään 1700 V puolijohteita, joiden jännitekesto on suhteessa optimaalisempi kuin NPC:n 1200 V puolijohteet. Toisaalta tällöin NPC-topologian ylijännitesuojaus voidaan toteuttaa mahdollisesti yksinkertaisemmin, koska puolijohteiden jännitekestossa on melko paljon marginaalia. Samalla NPC-topologia voi toimia 1200 V puolijohteilla aina 1500 V välipiirin jännitetasoilla asti, mihin 2-tasoinen topologia ei pysty edes 1700 V puolijohteilla.

4 TOPOLOGIOIDEN VERTAILU SIMULOIMALLA

Topologioiden simulointi toteutettiin Microsoft Office Excel 2007 ohjelmalla. Häviöiden laskentaan käytetään keskiarvoyhtälöitä. Vaihtoehtoinen tapa olisi ollut käyttää hetkellisarvoyhtälöitä, mutta tällöin simulointi olisi muuttunut huomattavasti monimutkaisemmaksi ja simulointiajat olisivat olleen useamman kertaluokan pidempiä. Keskiarvoyhtälöiden käyttö on myös perusteltua, koska verkkovaihtosuuntaajan tapauksessa suuntaajasillan ulostulotaajuus on 50 tai 60 Hz, jolloin matalien taajuuksien aiheuttama rippeli häviötehoissa ja lämpötiloissa on melko pientä ja voidaan jättää huomiotta. Häviölaskennassa käytetään jokaiselle topologialle ominaisia häviökaavoja, jotka on tarkemmin esitelty liitteissä 1, 2 ja 3.

Topologioiden simulointivertailu voidaan tehdä hyvin monella tavalla. Yleinen tapa on valita kaikkiin topologioihin soveltuvat puolijohteet ja tehdä halutut simuloinnit. Ongelmana on, että topologiat tarvitsevat erilaisia puolijohteita optimaaliseen toimintaan ja samoilla puolijohteilla toteutettuna topologiat eivät toimi optimaalisesti ja tulokset vääristyvät. Toinen tapa on suorittaa simuloinnit jokaiselle topologialle parhaiten soveltuvilla puolijohteilla. Tällöin ongelmaksi muodostuu topologioiden eri komponenttimäärä ja niiden vaatima tila jäähdytysselementissä. Usein jäähdytysselementin koko on rajoitettu, jolloin eri pinta-alan vaativien topologioiden vertailu ei ole mielekäästä. Valmiiden puolijohteiden käytössä on myös ongelmana osan komponenttien ylimitoitus, jolloin topologiaa ei hyödynnetä optimaalisesti. Molempien edellisten simulointitapojen hyvinä puolina ovat puolijohteiden tarkat parametrit ja niiden kustannukset ovat helposti laskettavissa ja vertailtavissa.

Kokonaan toisenlainen lähestymistapa on luoda optimaaliset puolijohdemodulit jokaiselle topologialle erikseen. Se mahdollistaa topologioiden vertailun niin, että jokainen puolijohdekytkin kuormitetaan optimaalisesti ja näin kaikista topologioista saadaan ulosmitattua maksimi suoritussyky. Samalla saadaan luotua jokaisella topologialle fyysisesti samankokoinen moduli, jolloin vertailu on tasapuolinen ja tulokset vertailukelpoisia. Vaihtoehtoisesti voidaan vertailla, millä topologialla saadaan haluttu suoritussyky pienimmällä puolijohdemäärällä. Tämän lähestymistavan ongelma on keksityn puolijohdemodulin todenperäisyys ja toteutettavuus. Lisäksi puolijohteiden parametointi on haastavaa, koska valmiita arvoja ei ole saatavilla vaan ne joudutaan osittain arvioimaan ja laskemaan. Samoin puolijohteiden kustannukset ovat pikemminkin arvioita kuin tarkkoja laskelmia.

Tämän työn simuloinnit toteutetaan jälkimmäisellä vaihtoehdolla eli topologioille luodaan mahdollisimman optimaaliset modulit. Koska verkkovaihtosuuntaaja voi toimia

useissa erilaisissa toimintapisteissä, moduleiden tulee olla sopivia kaikkiin toimintapisteisiin. Näin keksityt modulit ovat aina kompromisseja haluttujen toimintapisteiden ja ominaisuuksien välillä. Verkkovaihtosuuntaajakäyttö asettaa tiettyjä reunaehtoja toimintapisteelle. Suuntaajasillan ulostulotaajuus on aina kiinteä, useimmissa tapauksissa 50 tai 60 hertsiä. Samoin kuorman tehokerroin on hyvin lähellä 1:stä tai -1:stä, riippuen otetaanko verkosta vai syötetäänkö verkkoon tehoa. Useimmissa käytöissä sähköverkon jännite ja verkkovaihtosuuntaajan välipiirin jännite ovat melko kiinteitä parametrejä, jolloin myös modulointi-indeksi on lähes vakio.

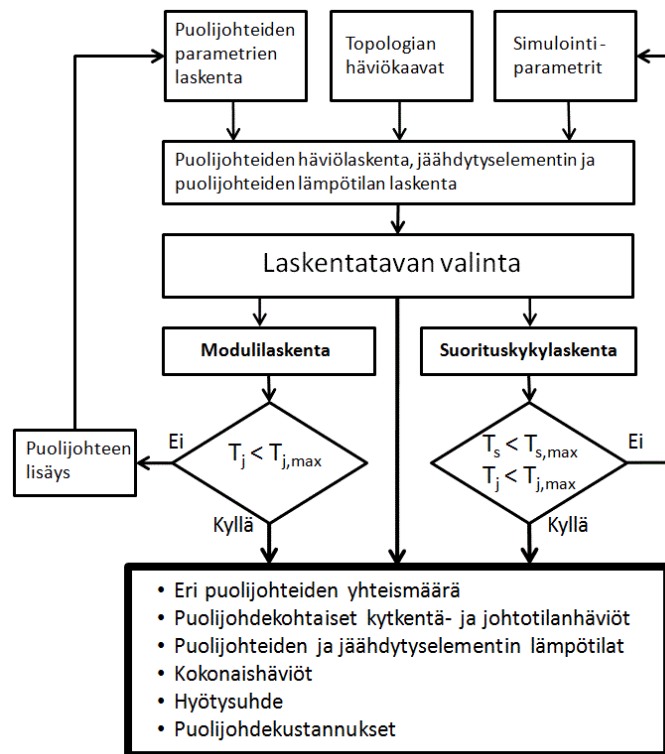
Simuloidut hyötysuhdetulokset ottavat huomioon ainoastaan puolijohteiden häviöt. Tarkastelussa ei oteta mitenkään huomioon verkkosuodattimen, ohjauselektroniikan, jäähdytysjärjestelmän ja välipiirin häviöitä. Nämä häviöt ovat lähes riippumattomia suuntaajasillan topologiasta, minkä vuoksi ja simulointien yksinkertaistamiseksi niiden huomiotta jättäminen on perusteltua. Simulointityökalun muita yksinkertaistuksia ovat:

- IGBT:n ja diodin kytkentäajat oletetaan ideaalisiksi.
- Puolijohteiden liitoslämpötilat oletetaan vakioiksi yhden jakson ajalta.
- Modulointi on lineaarisella alueella.
- Kytkentäaajuuden aiheuttamaa virran rippeliä ei huomioida.
- Kytkentäaajuus on huomattavasti suurempi kuin ulostulotaajuus.

Simuloinneissa käytetty kytkentäaajuus on suuntaajasillan ulostulossa näkyvä kytkentäaajuus, koska verkkovaihtosuuntaajan tapauksessa tämä kytkentäaajuus on tärkeämpi parametri kuin yksittäisen puolijohdekytkimen keskimääräinen kytkentäaajuus.

4.1 Modulien laskenta

Kuvassa 4.1. on esitetty simuloinneissa käytetyn Excel-laskurin laskentamalli. Se sisältää kolme laskentatilaa, jotka ovat modulilaskenta, suorituskykylaskenta ja ns. suora laskenta. Modulilaskennassa lasketaan jokaiselle topologialle optimaalinen moduli haluttuun simulointipisteeseen. Kytkimellä tarkoitetaan joko yhtä IGBT:tä tai yhtä diodia. Suorituskykylaskennassa saadaan simuloitua kunkin topologian ulostulovirtaa sekä hyötysuhdetta asetetuilla raja-arvoilla. Rajoittavina arvoina käytetään puolijohdeen ja jäähdytyslementin lämpötilaa. Suoralla laskennalla saadaan yksinkertaisesti laskettua puolijohteiden häviöt, lämpötilat ja topologian hyötysuhde asetetussa simulointipisteessä.



Kuva 4.1. Simulaattorin laskennan vuokaavioesitys

Luvussa 2.3 todettiin, että moduilit sisältävät useita rinnankytkettyjä puolijohdesiruja. Modulilaskennassa puolijohteen lisäys tapahtuu näin ollen lisäämällä yksi siru ja laskemalla kyseisen kytkimen parametrit uudelleen. Puolijohde-siruja lisätään niin monta, että niiden lämpötila alittaa asetetun lämpötilarajan. Laskentatapa tuottaa modulin, joka on optimaalinen ainoastaan kyseisessä toimintapisteessä. Tämän vuoksi tällaista modulia ei voida käyttää varsinaisissa simuloinneissa, koska tehokerroin vaikuttaa merkittävästi eri kytkimien välisiin häviötehoihin. Näin ollen modulien laskenta toteutettiin laskemalla optimaalinen moduli sekä negatiivisella että positiivisella tehokertoimella, minkä jälkeen optimaalisista sirumääristä laskettiin keskiarvo. Lasketusta keskiarvo-modulista saadaan nyt määritettyä eri kytkimien väliset puolijohdemäärät ja moduli voidaan skaalata haluttuun kokoon. Toinen laskentatapa oli ns. pahimman tapauksen laskentaa, jossa modulin kytkimien siru määräksi otettiin suurempi eri tehokertoimien optimi-modulien sirumääristä. Näin lasketuista sirumääristä saadaan jälleen laskettua eri kytkimien väliset pinta-alat ja moduli saadaan skaalattua haluttuun kokoon. Kolmannessa laskentatavassa kytkinten välinen pinta-ala jaettiin tasan kytkinten virtaluokituksen mukaan, jolloin jokaiselle kytkimelle tuli sama nimellisvirta. Saaduilla kolmella eri modulilla tehtiin suorituskykyanalyysi, jossa vertailtiin modulien häviöitä, lämpötiloja ja saavutettavaa ulostulovirtaa eri kytkentätaajuuksilla. Keskiarvo-modulilla saavutettiin parhaat tulokset ja se valittiin modulilaskentatavaksi varsinaisiin simulointeihin.

4.1.1 Puolijohdesirut

Simuloinneissa käytetyt IGB-transistorisirut ovat Infineonin ja diodisirut Semikronin valmistamia. Puolijohdesirut pyrittiin valitsemaan niin, että topologiat olisivat mahdollisimman vertailukelpoisia. 600 V ja 1700 V IGBT sirut perustuvat 3. sukupolven IGBT teknologiaan ja niissä trench-tyyppinen hilarakenne. 1200 V IGBT sirut ovat 4. sukupolven tekniikkaa ja myös niissä on trench-hila. Taulukossa 4.1. on simuloinneissa käytetyt sirutyypit molemmille välipiirin jännitetasoille.

Taulukko 4.1. Simuloinneissa käytetyt sirutyypit

Topologia	Puolijohde	$V_{DC} = 765 \text{ V}$	$V_{DC} = 1050 \text{ V}$
2L	T_1/T_2	IGC70T120T6RM	SIGC42T170R3G
	D_1/D_2	SKCD 46 C 120 I4F R	SKCD 61 C 170 I HD
NPC	T_1/T_4	SIGC54T60R3	IGC70T120T6RM
	T_2/T_3	SIGC54T60R3	IGC70T120T6RM
	D_1/D_4	SKCD 61 C 060 I3	SKCD 46 C 120 I4F R
	D_2/D_3	SKCD 61 C 060 I3	SKCD 46 C 120 I4F R
	D_5/D_6	SKCD 61 C 060 I3	SKCD 46 C 120 I4F R
T-type	T_1/T_2	IGC70T120T6RM	SIGC42T170R3G
	T_3/T_4	SIGC54T60R3	IGC70T120T6RM
	D_1/D_2	SKCD 46 C 120 I4F R	SKCD 61 C 170 I HD
	D_3/D_4	SKCD 61 C 060 I3	SKCD 46 C 120 I4F R

Taulukossa 4.2. on käytettyjen IGBT-sirujen parametreja, joita simuloinneissa käytettiin. Simuloinneissa lasketut modulit sisältävät monta rinnankytkettyä sirua. Osaan puolijohteen parametreista rinnankytkettyjen sirujen määrä vaikuttaa ja osaan ei. Nimellisvirta, I_{cn} , ja kytkentäenergia, E_{sw} , ovat suoraan verrannollisia sirujen määrään. Dynaaminen resistanssi, r_{ce} , ja terminen resistanssi puolijohdeliitoksesta kotelointiin, $R_{th(j-c)}$, ovat kääntäen verrannollisia sirujen määrään.

Taulukko 4.2. Simuloinneissa käytettyjen IGB-transistorisirujen parametrit

	SIGC54T60R3	IGC70T120T6RM	SIGC42T170R3G
$V_{ce,max} \text{ [V]}$	600	1200	1700
$I_{c,nom} \text{ [A]}$	100	75	29
Pinta-ala [mm²]	54	70	42
Paksuus [μm]	70	120	190
$E_{sw} \text{ [mJ]}$	9,167	21,25	20,57
$V_{ce0,25} \text{ [V]}$	0,9	0,8	1
$V_{ce0,125} \text{ [V]}$	0,8	0,7	0,9
$r_{ce0,25} \text{ [mΩ]}$	5,4	14	42
$r_{ce0,125} \text{ [mΩ]}$	8,4	20,64	57,4
$K_{i,T}$	1	1	1
$K_{v,T}$	1,35	1,35	1,35
$R_{th(j-c)} \text{ [K/W]}$	0,522	0,512	0,714

Taulukossa 4.3. on modulilaskennassa käytettyjen diodisirujen parametreja. Samoin kuin IGB-transistoreilla, modulin diodien parametrit saadaan laskettua yksittäisen sirun parametreista ja rinnankytkettyjen sirujen määrästä.

Taulukko 4.3. Simuloinneissa käytettyjen diodisirujen parametrit

	SKCD 61 C 060 I3	SKCD 46 C 120 I4F R	SKCD 61 C 170 I HD
V_{RRM} [V]	600	1200	1700
I_f [A]	100	75	50
Pinta-ala [mm²]	61	46	61
E_{rr} [mJ]	2,167	4,475	7,167
$V_{f0,25}$ [V]	1	1,3	1,1
$V_{f0,125}$ [V]	0,85	0,9	0,8
$r_{f0,25}$ [mΩ]	3,9	11,6	31,2
$r_{f0,125}$ [mΩ]	5,4	16,16	34,8
$K_{i,D}$	0,6	0,6	0,6
$K_{v,D}$	0,6	0,6	0,6
$R_{th(j-c)}$ [K/W]	0,66	0,9	1,2

Modulin yhden puolijohdekytkimen terminen resistanssi puolijohdeliitoksesta kotelointiin ei ole yksiselitteisesti riippuvainen sirumäärästä, vaan siihen vaikuttaa myös sirujen keskinäinen sijoitus modulin sisällä, kuten luvussa 2.3 todettiin. Käytetyt sirukohtaiset termiset resistanssit ovat laskennallisia arvioita, jotka perustuvat vastaavia chippejä käyttävien modulien termisiin resistansseihin.

4.2 Simulointipisteet

Simuloinnin tavoitteena on saada selville, millä topologialla saavutetaan paras hyötysuhde ja mikä topologia tuottaa parhaan suorituskvyn. Simuloinnit tehdään usealla kytkentätaajuudella ja ulostulovirralla, jolloin saadaan selville, miten topologioiden suorituskvyy ja mahdolliset keskinäiset erot muuttuvat simulointiparametrien muuttuessa. Lisäksi simuloinnilla yritetään selvittää puolijohteiden mitoituksen merkitystä hyötysuhteeseen. Tyypillisesti puolijohteet mitoitetaan niin, että niiden liitoslämpötila pysyy tietyn rajan alapuolella. Koska puolijohteiden häviöt kuitenkin kasvavat lämpötilan noustessa, hyötysuhteen kannalta puolijohteiden pitäisi toimia mahdollisimman viileänä. Liitoslämpötilaa saadaan laskettua lisäämällä puolijohdesirujen määrää, jolloin yksittäisen sirun häviöt pienenevät ja sen seurauksena puolijohteiden liitoslämpötilat laskevat. Tätä simuloidaan etsimällä sellainen simulointipiste, jossa puolijohteiden lämpötilat pysyvät vielä maksimilämpötilan alapuolella ja sama toimintapiste simuloidaan 43 % suuremmilla puolijohdemäärillä. Nämä suuremmat modulat ovat vastaavat kuin muissa simuloinneissa käytetyt modulat. Toisin sanoen pienemmän puolijohdemodulin pinta-ala on 70 % suuremmasta.

Simuloinnissa on tarkasteltavana seuraavat asiat:

- Suuntaajasillan hyötysuhde kytkentätaajuuden funktiona
- Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona
- Rajakytkentätaajuus osakuormituksilla, minkä jälkeen 3-tasoisilla parempi hyötysuhde kuin 2-tasoisella
- Suuntaajasillan maksimi ulostulovirta kytkentätaajuuden funktiona
- Puolijohteiden ylimitoituksen vaikutus hyötysuhteeseen

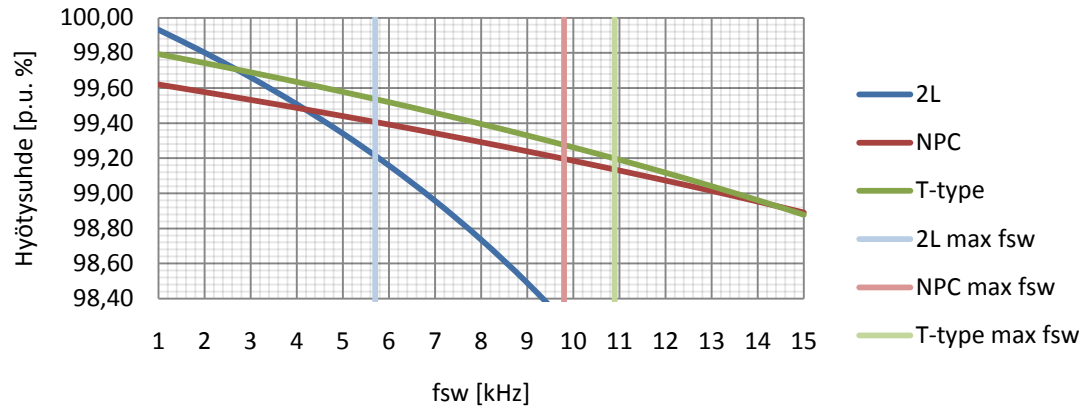
Edellä mainitut simuloinnit tehdään 765 V ja 1050 V välipiirin jännitteille sopivilla puolijohdemitoituksilla ja lisäksi tehokertoimen arvoilla -0,9 ja 0,9, koska verkkovaihtosuuntaajalla voidaan sekä syöttää tehoa verkkoon että ottaa verkosta tehoa. 765 V on tyypillinen välipiirin jännitteen arvo 500 V syöttöverkon verkkovaihtosuuntaajassa. 690 V syöttöverkossa verkkovaihtosuuntaajan välipiirin tyypillinen jännite on noin 1050 V. Kaikissa simuloinneissa puolijohteiden maksimi liitoslämpötila on 140 °C ja jäähdytuselementin maksimi lämpötila 100 °C.

4.3 Simulointitulokset 765 V välipiirin jännitteellä

Simuloinnit on jaettu kahteen osaan tehon suunnan perusteella. Ensimmäisissä tuloksissa verkkovaihtosuuntaaja toimii vaihtosuuntaajana eli tehoa syötetään verkkovaihtosuuntaajan välipiiristä sähköverkkoon ja toisessa tasasuuntaajana eli tehon suunta on sähköverkosta vaihtosuuntaajan välipiiriin.

4.3.1 $\cos \phi = 0,9$

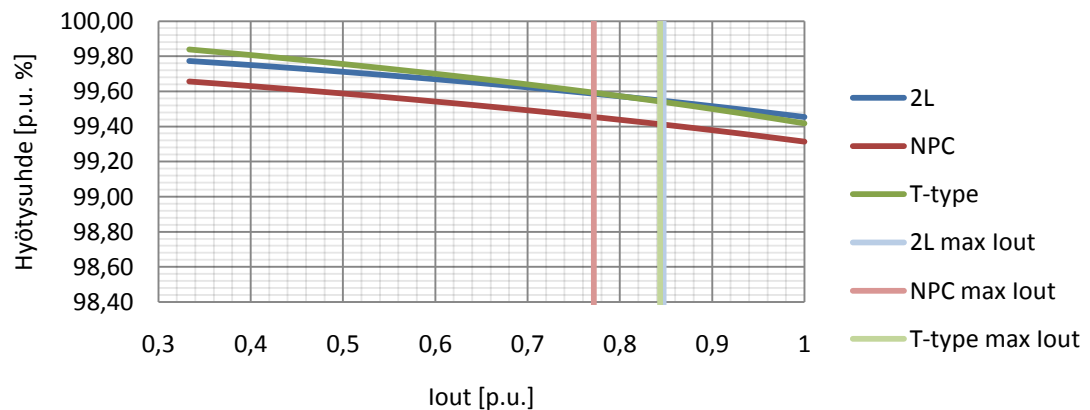
Kuvassa 4.2. on esitetty suuntaajasiltojen suhteelliset hyötysuhteet kytkentätaajuuden funktiona. Kytkentätaajuudet ovat välillä 1-15 kHz. Kuvaajassa pystysuorat viivat ovat topologioiden maksimi kytkentätaajuudet, joilla puolijohteiden ja jäähdytuselementin lämpötilat pysyvät sallituissa rajoissa. Näin ollen suuremmilla kytkentätaajuuksilla tulokset eivät ole enää vertailukelpoisia ja todellisia, koska puolijohteiden lämpötilat nousevat liian korkeiksi ja ne hajoaisivat.



Kuva 4.2. Suuntaajasillan hyötysuhde kytkentätaajuuden funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

KytKentätaajuuden ollessa 1-3 kHz perinteinen kaksitasoinen topologia tuottaa parhaan hyötysuhteen. 2-tasaisen topologian hyötysuhde on voimakkaasti riippuvainen kytkentätaajuudesta ja noin 3 kHz kohdalla se laskee T-tyypin topologian alapuolelle. Kytkentätaajuuksilla 1-4 kHz NPC:n hyötysuhde on huonoin, mutta 4 kHz:iä korkeammilla se nousee 2-tasosta paremmaksi. Maksimi kytkentätaajuudet ovat 2-tasoisella noin 6 kHz, NPC:llä 10 kHz ja T-tyypillä 11 kHz. Tuloksista nähdään myös, että NPC:n hyötysuhde on vähiten riippuvainen kytkentätaajuudesta.

Kuvassa 4.3. on esitetty topologioiden hyötysuhteet ulostulovirran funktiona kytkentätaajuuden ollessa 3 kHz. Kuvaajassa pystysuorat viivat ovat topologioiden maksimi ulostulovirrat, joilla puolijohteen ja jäähdytyslementin lämpötilat pysyvät sallituissa rajoissa.

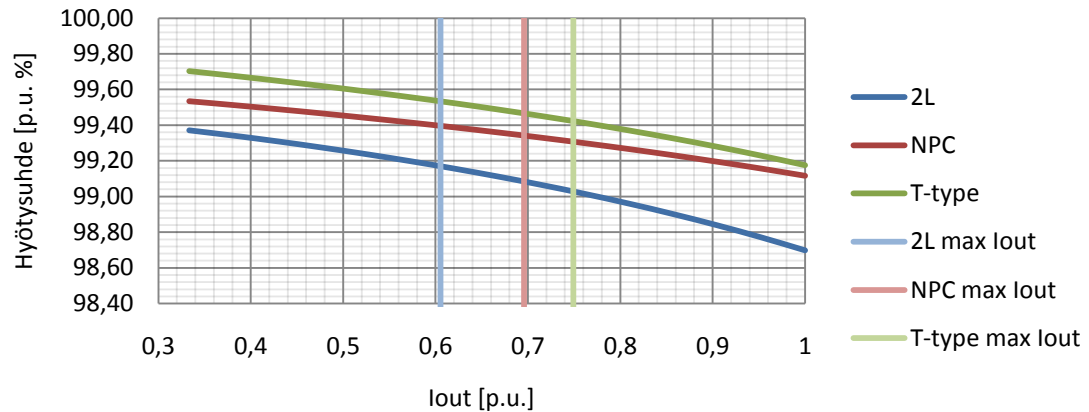


Kuva 4.3. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=3$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

T-tyypin topologialla on paras hyötysuhde pienillä virroilla, mutta suurilla virroilla 2-tasaisen ja T-tyypin hyötysuhteet ovat identtiset. NPC:n hyötysuhde on noin 0,2

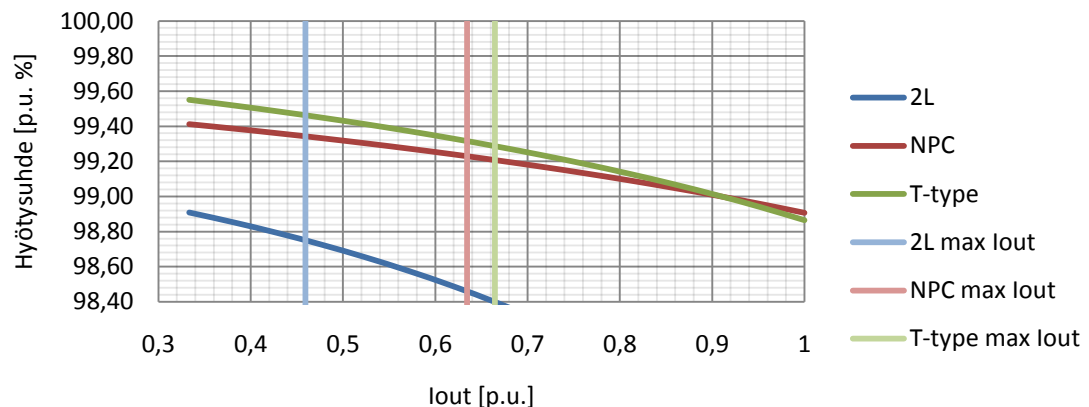
prosenttiyksikköä huonompi kuin 2-tasaisen ja T-tyyppin. Sen maksimi ulostulovirta on myös hieman alle 10 prosenttiyksikköä pienempi.

Kuvassa 4.4. on esitetty hyötysuhteet ulostulovirran funktiona 6 kHz:n kytkentätaajuudella. T-tyyppin topologialla on edelleen paras hyötysuhde ja sillä saavutetaan suurin ulostulovirta. NPC-topologian hyötysuhde nousee paremmaksi kuin 2-tasaisen 6 kHz kytkentätaajuudella. Samoin sen maksimi ulostulovirta on noin 10 prosenttiyksikköä suurempi kuin 2-tasaisen.



Kuva 4.4. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kuvassa 4.5. on esitetty 9 kHz kytkentätaajuudella hyötysuhteet ulostulovirran funktiona. T-tyyppin topologia tarjoaa edelleen parhaan hyötysuhteen ja suurimman ulostulovirran, mutta ero NPC:hen ei ole kovinkaan suuri.



Kuva 4.5. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=9$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

2-tasaisen topologian hyötysuhde putoaa merkittävästi, kun kytkentätaajuus on 9 kHz. Hyötysuhteen ero on noin 0,7 prosenttiyksikköä ja maksimi ulostulovirta on vain noin 70 % verrattuna 3-tasoiisiin topologioihin.

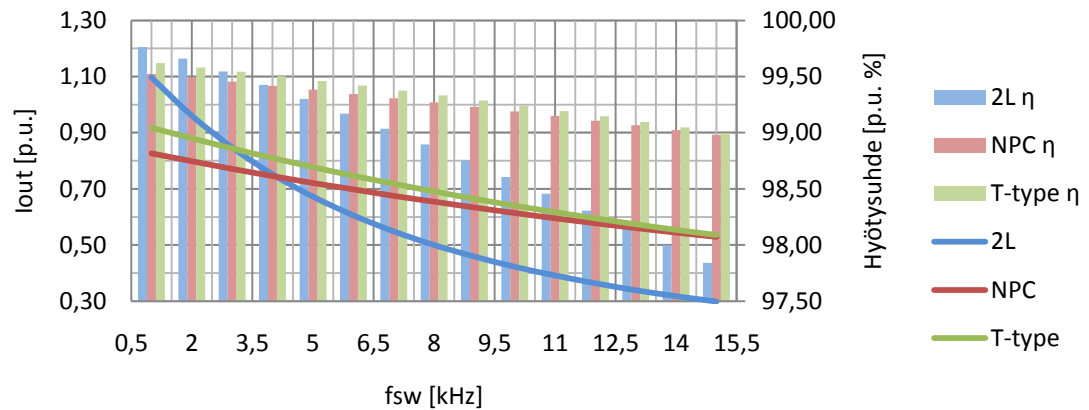
Taulukossa 4.4. on esitetty kolmella eri ulostulovirran arvolla kytkentätaajuuudet, joilla vertailuparin hyötysuhteet ovat samat. Suuremmilla kytkentätaajuuksilla jälkimmäisen topologian hyötysuhde on parempi. Suurimman ulostulovirran simulointi on vastaava kuin kuvan 4.2. simulointi. Kaksi muuta ulostulovirranarvoa ovat $\frac{1}{2}$ ja $\frac{1}{4}$ suurimmasta ulostulovirrasta, mitkä toisin sanoen vastaavat verkkovaihtosuuntaajan toimintaa osatehoilla.

Taulukko 4.4. Kolmella eri ulostulovirran arvolla rajakytkentätaajuuudet, joita suuremmilla kytkentätaajuuksilla 3-tasoisella topologialla on parempi hyötysuhde. $M=0,92$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

f_{sw} [kHz]	I_{out} [p.u.]		
	0,155	0,31	0,62
2L <--> T-type	1,7	2,1	2,7
2L <--> NPC	4,3	4,4	4,2

2-tasoisesta ja T-tyyppin vertailussa kytkentätaajuus, jolla T-tyyppin hyötysuhde on parempi, laskee, kun suuntaajasillan ulostulovirta pienenee. 2-tasoisesta ja NPC vertailussa rajakytkentätaajuus pysyy hyvin lähellä samaa riippumatta ulostulovirrasta.

Kuvassa 4.6. on esitetty topologioiden maksimi ulostulovirta kytkentätaajuuden funktiona ja hyötysuhde kyseisellä ulostulovirralla ja kytkentätaajuudella. Viivat kuvaavat ulostulovirtaa ja pylväät hyötysuhdetta.

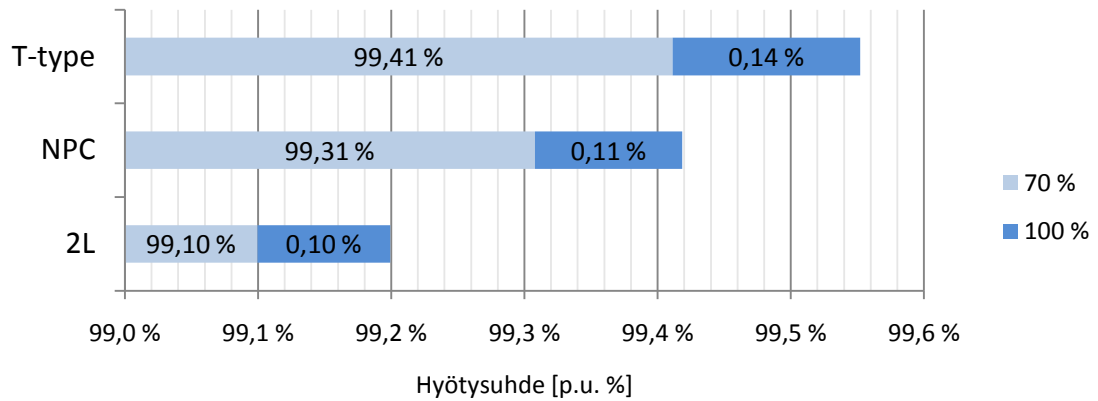


Kuva 4.6. Maksimi ulostulovirta kytkentätaajuuden funktiona ja hyötysuhde ko. ulostulovirralla ja kytkentätaajuudella. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

2-tasoisella topologialla on paras hyötysuhde ja sillä saavutetaan suurin ulostulovirta 1-3 kHz kytkentätaajuuksilla. Tämän jälkeen T-tyyppin topologialla on paras hyötysuhde ja ulostulovirta. Yli 10 kHz kytkentätaajuuksilla NPC-topologian suorituskyky on hyvin lähellä T-tyyppiä. Hyötysuhteista nähdään hyvin, että 2-tasoisesta topologian hyötysuhde laskee voimakkaasti kytkentätaajuuden kasvaessa ja 15 kHz kytkentätaajuudella hyötysuhteessa on yli 1 prosenttiyksikön ero kolmitasoisista topologioihin. Samalla sen

maksimi ulostulovirta putoaa voimakkaasti kytkentätaajuuden kasvaessa ja sillä saavutetaan noin 50 % 3-tasoisien ulostulovirrasta 15 kHz kytkentätaajuudella.

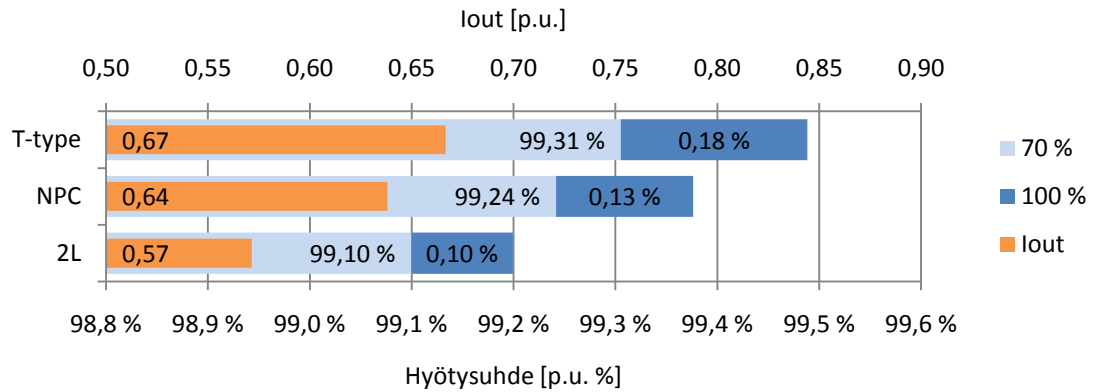
Kuvassa 4.7. on esitetty topologioiden hyötysuhteet kahdella eri kokoisella modulilla. Simulointiparametrit ovat samat kaikille topologioille ja molemmille modulimitoituksille. Simulointiparametrit määräytyivät 2-tasoisien topologian 70 % modulin perusteella.



Kuva 4.7. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla. Simulointiparametrit: $I_{out} = 0,57$ p.u., $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

T-tyyppin suuntaaja hyötyy modulin koon kasvattamisesta eniten ja sen hyötysuhde paranee 0,14 prosenttiyksikköä. Toisaalta T-tyyppin hyötysuhde on lähes sama 70 % modulilla kuin NPC:llä 100 % modulilla. Kaksitasoisen topologian hyötysuhde on huonoin ja se on noin 0,2-0,35 prosenttiyksikköä huonompi kuin toisilla topologioilla. Sen hyötysuhde myös paranee vähiten modulin koon kasvaessa.

Toisaalta edellinen simulointitulokse ei kerro tasavertaisesti jokaisen topologian hyötysuhteen paranemisesta puolijohdealan kasvaessa, koska simulointipiste määräytyi huonoimman topologian suorituskyvyn perusteella. Tällöin muiden topologioiden puolijohteet eivät olleet täysin kuormitettuna 70 % modulilla ja näin modulin koon kasvattaminen ei suhteessa hyödytä niitä yhtä paljon. Näin ollen tehtiin vielä toinen simulointi hyötysuhteen muutoksesta modulin koon kasvaessa. Vaihtosuuntaajien ulostulovirta määriteltiin jokaiselle topologialle erikseen niin, että 70 % modulilla puolijohteen liitoslämpötila ja jäähdytysalueen lämpötila pysyivät maksimilämpötilojen alapuolella. Tässä simuloinnissa topologioiden väliset hyötysuhteet eivät enää ole vertailukelpoisia, koska topologioiden ulostulovirrat eroavat, mutta simuloinnissa selviää, miten kunkin topologian hyötysuhde paranee puolijohdepinta-alan kasvaessa. Kuvassa 4.8. esitetty simuloinnin tulokset.

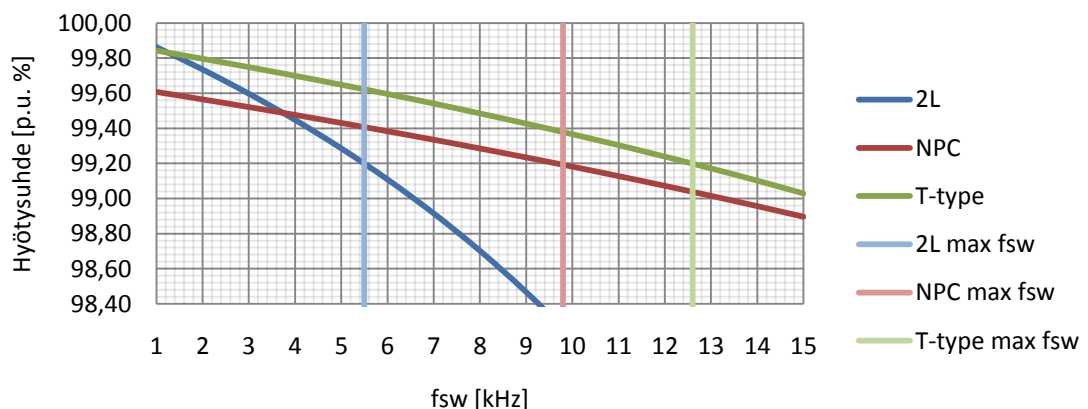


Kuva 4.8. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla, kun jokaisella topologialla on maksimi ulostulovirta 70 % modulikoolla. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

2-tasoisien topologian hyötysuhteet ovat samat kuin edellisessä simuloinnissa (kuva 4.7.), koska se määräsi edellisen simuloinnin simulointipisteen ja näin sen simulointipiste pysyi samana. T-tyypin ja NPC:n simulointipisteet muuttuivat ja niiden ulostulovirrat kasvoivat: T-tyypillä 18 % ja NPC:llä 12 %. Koska ulostulovirta suureni, puolijohdeiden häviöt kasvoivat ja hyötysuhteet huononivat verrattuna edelliseen simulointiin. Kun puolijohdepinta-alaa kasvatettiin, T-tyypin ja NPC:n hyötysuhteet paranivat enemmän kuin edellisessä simuloinnissa. T-tyypin hyötysuhde parani 0,18 ja NPC:n 0,13 prosenttiyksikköä.

4.3.2 $\cos \phi = -0,9$

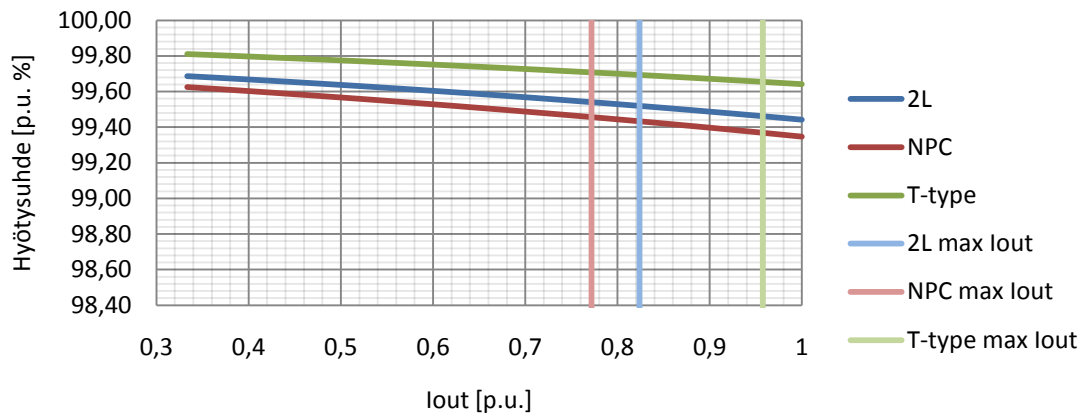
Kuvassa 4.9. on esitetty suuntaajasiltojen hyötysuhteet kytkentätaajuuden funktiona, kun tehon suunta on verkosta verkkovaihtosuuntaajan välipiiriin.



Kuva 4.9. Suuntaajasillan hyötysuhde kytkentätaajuuden funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,62$ p.u., $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

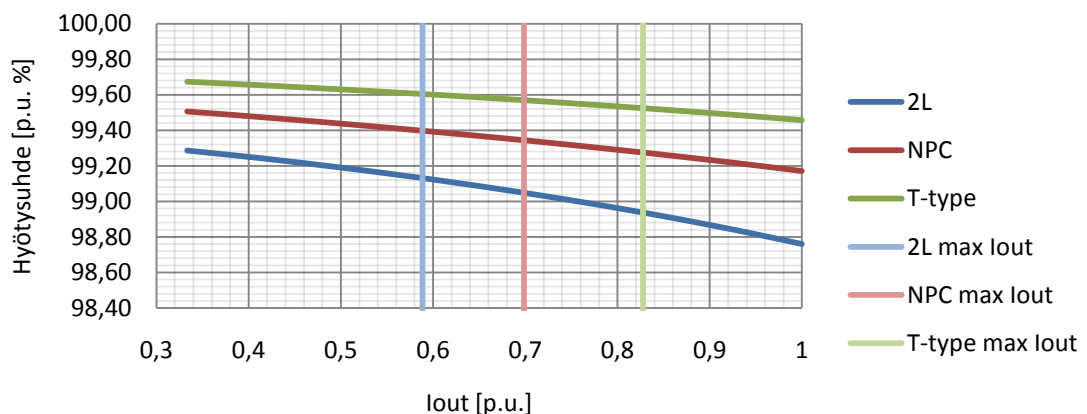
T-tyypin topologiolla on paras hyötysuhde lukuunottamatta alle 1,5 kHz kytkentätaajuuksia, joilla 2-tasaisen hyötysuhde on marginaalisesti parempi. T-tyypin maksimi kytkentätaajuus on noin 12,5 kHz, NPC:llä noin 10 kHz ja 2-tasoisella 5,5 kHz. NPC:n ja T-tyypin välinen hyötysuhde ero on noin 0,2 prosenttiyksikköä T-tyypin hyväksi.

Kuvassa 4.10. on suuntaajasiltojen hyötysuhteet ulostulovirran funktiona 3 kHz:n kytkentätaajuudella. T-tyypin topologiolla on paras hyötysuhde ja eroa 2-tasoiseen on noin 0,15 ja NPC:hen noin 0,2 prosenttiyksikköä.



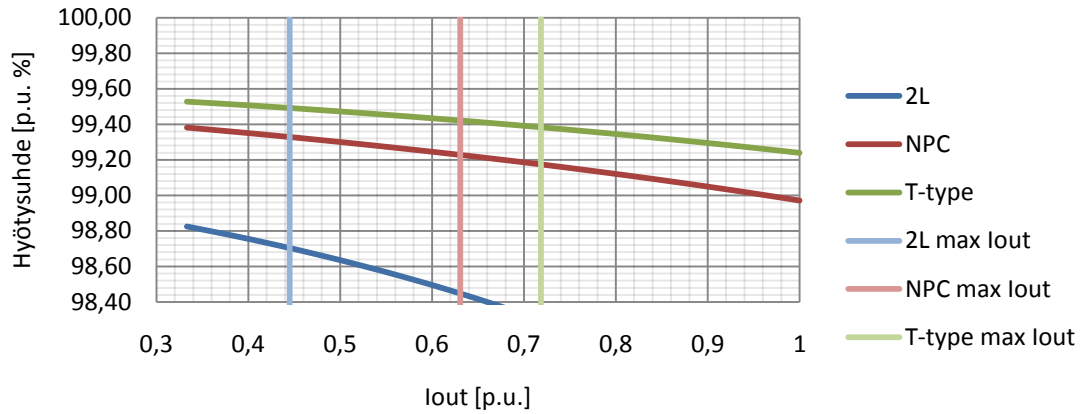
Kuva 4.10. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=3$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kun kytkentätaajuus nousee 6 kHz:iin topologioiden hyötysuhde-erot kytkentätaajuuden funktiona kasvavat (kuva 4.11.). T-tyypin topologiolla on edelleen paras hyötysuhde ja sen maksimi ulostulovirta on myös suurin. 2-tasaisen hyötysuhde laskee huonoimmaksi ja sen maksimi ulostulovirta on noin 70 % T-tyypin vastaavasta.



Kuva 4.11. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

KytKentätaajuuden kasvaessa edelleen 9 kHz:iin, 2-tasaisen hyötysuhde huononee selkeästi (kuva 4.12.). T-tyyppin hyötysuhde on paras ja ero 2-tasaiseen on noin 0,8 ja NPC:hen noin 0,2 prosenttiyksikköä. 9 kHz kytKentätaajuudella 2-tasaisen topologian maksimi ulostulovirta on noin 60 % T-tyyppin maksimi ulostulovirrasta.



Kuva 4.12. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=9$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C.

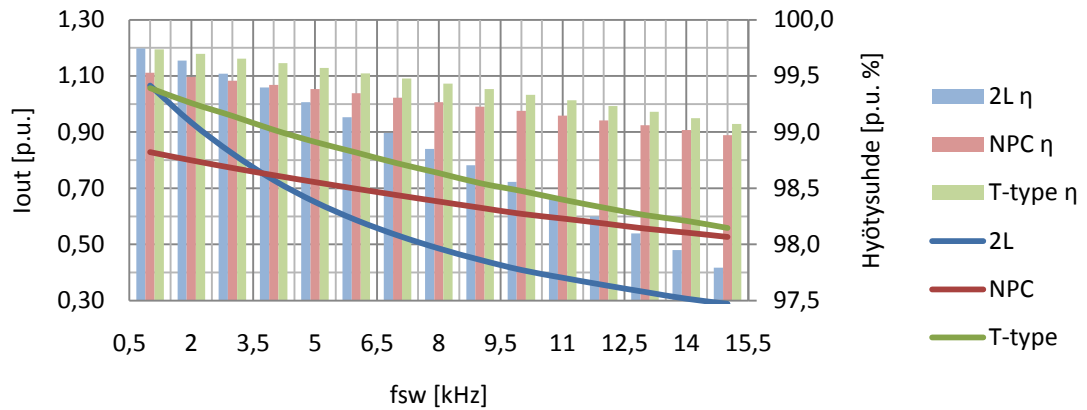
Taulukossa 4.5. on esitetty kolmella eri ulostulovirran arvolla kytKentätaajuudet, joilla vertailuparin hyötysuhteet ovat samat. Suuremmilla kytKentätaajuuksilla jälkimmäisen topologian hyötysuhde on parempi. Suurimman ulostulovirran simulointi on vastaava kuin kuvan 4.9. simulointi. Kaksi muuta ulostulovirranarvoa ovat $\frac{1}{2}$ ja $\frac{1}{4}$ suurimmasta ulostulovirrasta.

Taulukko 4.5. Kolmella eri ulostulovirran arvolla rajakytKentätaajuudet, joita suuremmilla kytKentätaajuuksilla 3-tasoisella topologialla on parempi hyötysuhde. $M=0,92$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

f_{sw} [kHz]	I_{out} [p.u.]		
	0,155	0,31	0,62
2L <--> T-type	1,4	1,4	1,3
2L <--> NPC	3,6	3,7	3,8

Verkkovaihtosuuntaajan toimiessa tasasuuntaajana ulostulovirralla ei juurikaan ole merkitystä rajakytKentätaajuuteen.

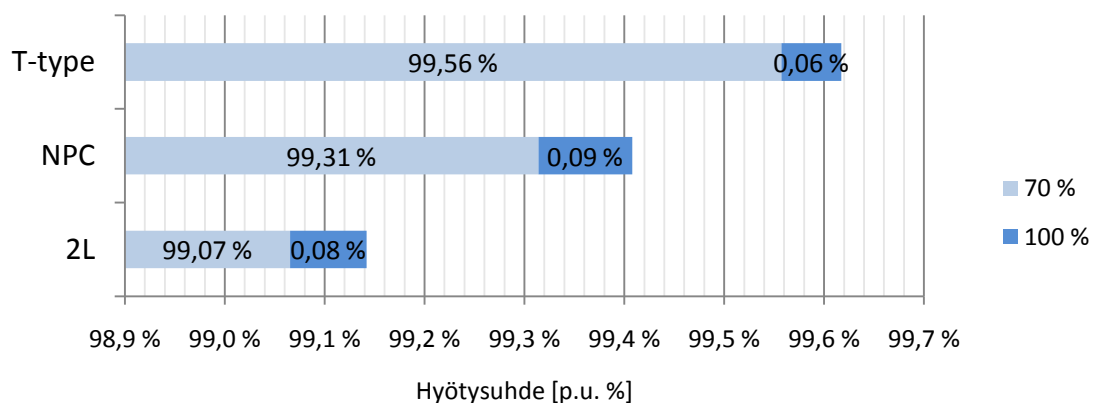
Kuvassa 4.13. on esitetty topologioiden maksimi ulostulovirrat kytKentätaajuuden funktiona ja ko. simulointipisteen hyötysuhteet, kun verkkovaihtosuuntaajat toimivat tasasuuntaajina. Pylväät ovat suuntaajasiltojen hyötysuhteita ja viivat ovat maksimi ulostulovirtoja.



Kuva 4.13. Maksimi ulostulovirta kytkentätaajuuden funktiona ja hyötysuhde ko. ulostulovirralla ja kytkentätaajuudella. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

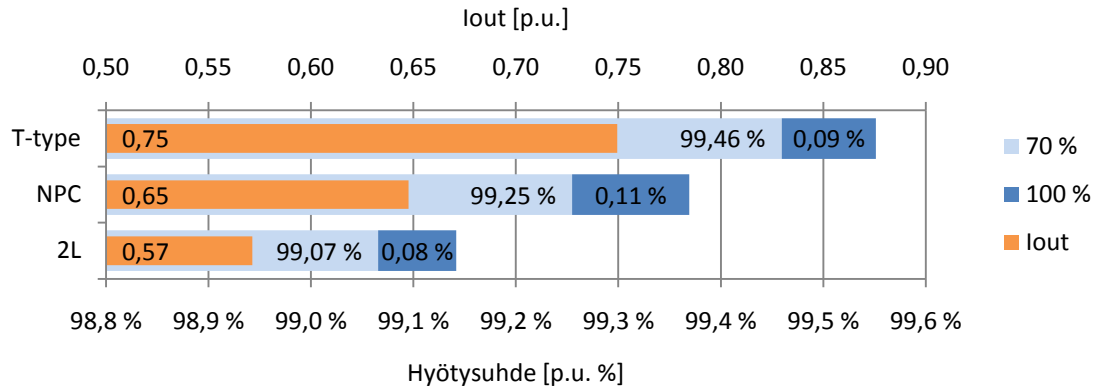
T-tyypin suuntaajalla on suurin maksimi ulostulovirta sekä paras hyötysuhde lukuunottamatta 1 kHz kytkentätaajuutta, jolla 2-tasoinen on marginaalisesti parempi sekä maksimi ulostulovirrassa että hyötysuhteessa. NPC-topologia nousee 2-tasoista paremmaksi 4 kHz:n kytkentätaajuudella ja se pääsee lähes tasoihin T-tyypin topologian kanssa kytkentätaajuuden noustessa 15 kHz:iin.

Kuvassa 4.14. on esitetty hyötysuhteen parannus modulikoon kasvaessa simulointiparametrien pysyessä samoina. NPC-topologia hyötyy eniten modulin kasvattamisesta ja sen hyötysuhde paranee 0,09 prosenttiyksikköä. Suhteellisesti vähiten hyötyy T-tyyppi, jonka hyötysuhde kasvaa 0,06 prosenttiyksikköä. Toisaalta sen hyötysuhde on ylivoimaisesti paras jo 70 %:n modulilla verrattuna muiden topologioiden hyötysuhteeseen 100 %:n modulilla. 2-tasaisen hyötysuhde on huonoin ja ero T-tyypin topologiaan on noin 0,5 prosenttiyksikköä sekä pienemmällä että suuremmalla modulikoolla.



Kuva 4.14. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla. Simulointiparametrit: $I_{out} = 0,57$ p.u., $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

Tasasuuntauskäytössä simuloitiin myös modulin koon vaikutusta hyötysuhteeseen, kun suuntaajasillan ulostulovirta muutettiin topologia riippuvaiseksi niin, että 70 % modulilla puolijohteen ja jäähdytyselémentin lämpötilat pysyivät sallituissa rajoissa. Simuloinnin tulokset on esitetty kuvassa 4.15. NPC-topologia hyöttyy suhteellisesti eniten ja sen hyötysuhde paranee 0,11 prosenttiyksikköä.



Kuva 4.15. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla, kun jokaisella topologialla on maksimi ulostulovirta 70 % modulikoolla. Simulointiparametrit: $M=0,92$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=765$ V, $T_{amb}=40$ °C

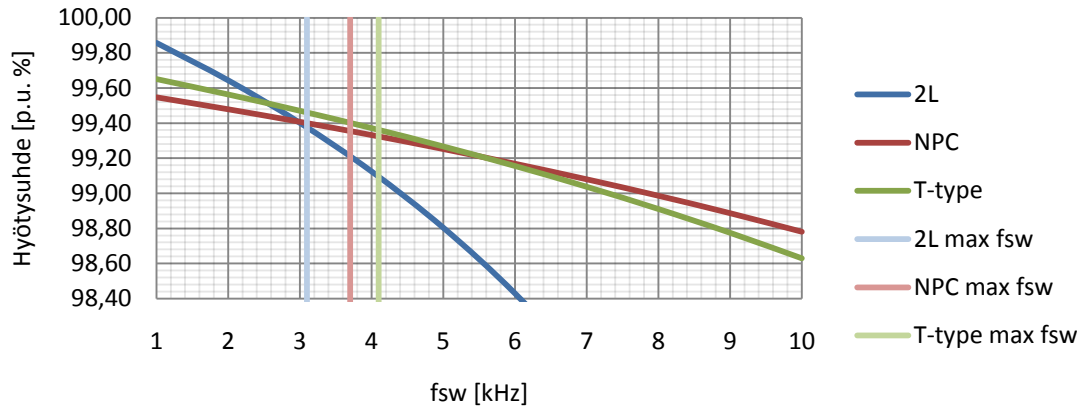
T-tyypin hyötysuhde on paras ja ero kummallakin modulikoolla 2-tasoiseen on noin 0,4 ja NPC:hen noin 0,2 prosenttiyksikköä. Lisäksi T-tyypin ulostulovirta on suurin ja se on noin 15 % suurempi kuin NPC:n ja noin 30 % suurempi kuin 2-tasaisen.

4.4 Simulointitulokset 1050 V välipiirin jännitteellä

1050 V välipiirin jännitteellä tehdyt simuloinnit on niin ikään jaettu kahteen osaan. Ensimmäisessä osassa on simulointitulokset, kun verkkovaihtosuuntaaja toimii vaihtosuuntaajana ja toisessa osassa, kun verkkovaihtosuuntaaja toimii tasasuuntaajana. Kun välipiirin jännite nostetaan 1050 volttiin, topologioiden puolijohteiden jänniteluokkia tarvitsee myös vaihtaa. Taulukoissa 4.2. ja 4.3. on eritelty simuloinneissa käytetyt puolijohdesirut. Verrattuna 765 V välipiirin jännitteen puolijohteiden jänniteluokkiin, 600 V puolijohteet korvataan 1200 V puolijohteilla ja 1200 V puolijohteet korvataan 1700 V puolijohteilla.

4.4.1 $\cos \phi = 0,9$

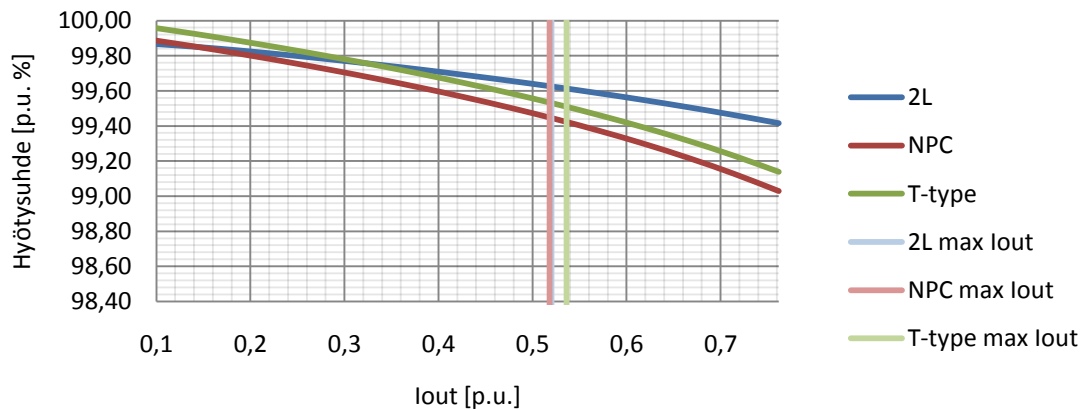
Kuvassa 4.16. on esitetty suuntaajasiltojen hyötysuhteet kytkentätaajuuden funktiona. Kytkentätaajuus on välillä 1-10 kHz.



Kuva 4.16. Suuntaajasillan hyötysuhde kytKentätaajuuden funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,5$ p.u., $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

2-tasoisella topologialla on paras hyötysuhde 2,5 kHz kytKentätaajuuteen asti, mutta sen jälkeen T-tyypin topologia on parempi. NPC:n hyötysuhde on 3 kHz:n kytKentätaajuuteen asti huonoin, mutta sen jälkeen sen hyötysuhde on parempi kuin 2-tasoisien. T-tyypin maksimi kytKentätaajuus on suurin ja se on noin 4 kHz. NPC:n ja 2-tasoisien maksimikytKentätaajuudet ovat noin 3,6 ja 3 kHz.

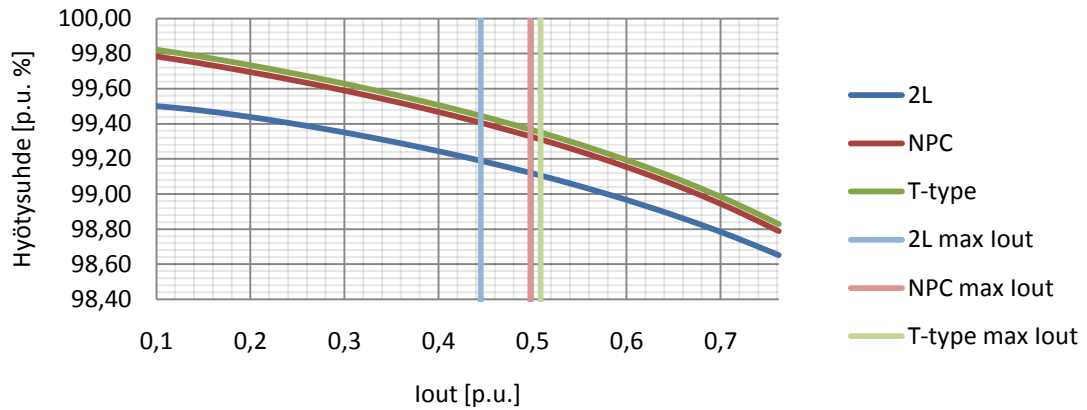
Kuvassa 4.17. on suuntaajasillojen hyötysuhteet ulostulovirran funktiona 2 kHz:n kytKentätaajuudella. 2-tasoisella topologialla on paras hyötysuhde aivan pienimpiä ulostulovirtoja lukuun ottamatta.



Kuva 4.17. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=2$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C. (2L max Iout ja NPC max Iout ovat kuvaajassa päällekkäin)

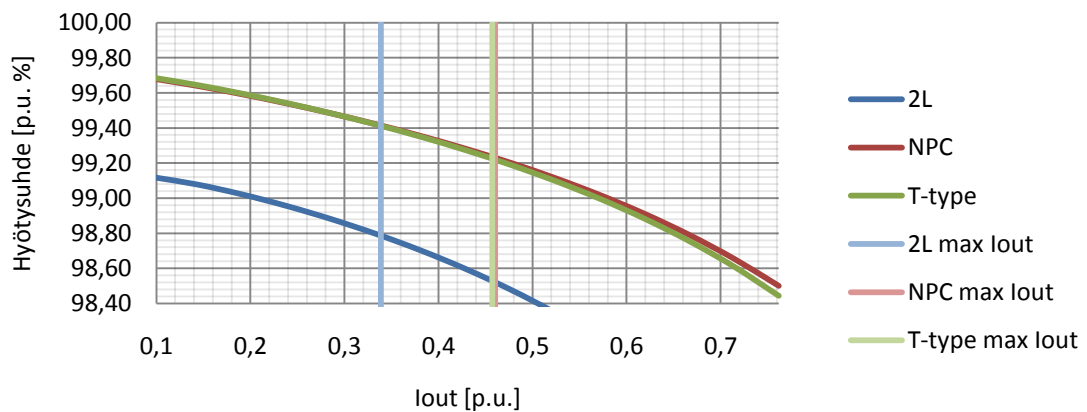
NPC:n hyötysuhde on huonoin ja eroa 2-tasoiseen on suurilla ulostulovirran arvoilla noin 0,2 prosenttiyksikköä. Pienillä ulostulovirroilla hyötysuhde-erot ovat todella pieniä, mutta erot kasvavat hieman ulostulovirran kasvaessa. Myös maksimi ulostulovirrat ovat todella lähellä toisiaan.

Kun kytkentätaajuus nousee 2 kHz:stä 4 kHz:iin (kuva 4.18.), T-tyyppin topologialla on paras hyötysuhde. Tosin ero NPC:hen on todella pieni. 2-tasaisen hyötysuhde on huonoin ja sen maksimi ulostulovirta on noin 90 % verrattuna T-tyyppiin ja NPC:hen.



Kuva 4.18. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

Kytkeätaajuuden edelleen noustessa 4 kHz:stä 6 kHz:iin (kuva 4.19.), 2-tasaisen topologian hyötysuhde huononee merkittävästi. Se on hieman yli 0,5 prosenttiyksikköä huonompi kuin identtisten T-tyypin ja NPC:n hyötysuhde. 2-tasaisen maksimi ulostulovirta on enää noin 70 % T-tyypin ja NPC:n maksimi ulostulovirrasta.



Kuva 4.19. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{dc}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

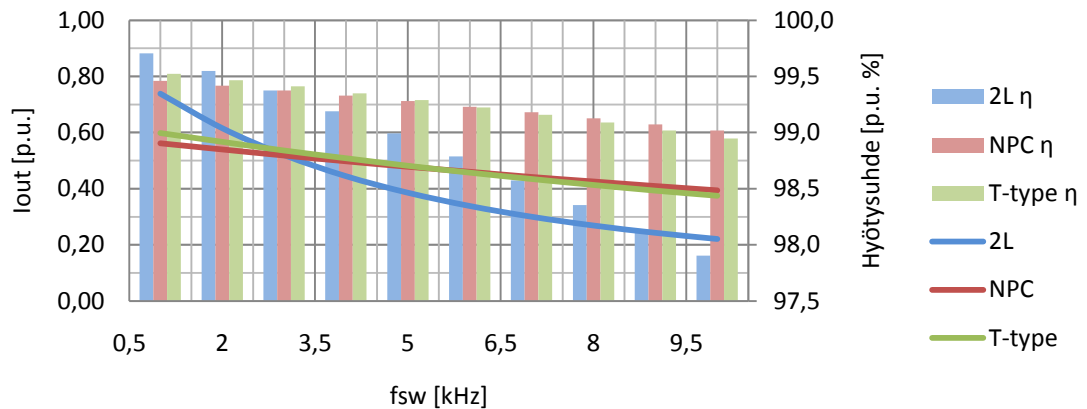
Taulukossa 4.6. on esitetty kolmella eri ulostulovirran arvolla kytkentätaajuudet, joilla vertailuparin hyötysuhteet ovat samat. Suuremmilla kytkentätaajuuksilla jälkimmäisen topologian hyötysuhde on parempi. Suurimman ulostulovirran simulointi on vastaava kuin kuvan 4.16. simulointi. Kaksi muuta ulostulovirranarvoa ovat $\frac{1}{2}$ ja $\frac{1}{4}$ suurimmasta ulostulovirrasta.

Taulukko 4.6. Kolmella eri ulostulovirran arvolla rajakytkentätaajuuudet, joita suuremmilla kytkentätaajuuksilla 3-tasoisella topologialla on parempi hyötysuhde. $M=0,93$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

f_{sw} [kHz]	I_{out} [p.u.]		
	0,124	0,248	0,495
2L <--> T-type	1,3	1,8	2,6
2L <--> NPC	2	2,3	3,0

Verkkovaihtosuuntaajan toimiessa vaihtosuuntaajana rajakytkentätaajuuudet nousevat kuormituksen kasvaessa. 2-tasoisesta ja T-tyypin välillä rajakytkentätaajuus kaksinkertaistuu 1,3 kHz:stä 2,6 kHz:iin kuormituksen kasvaessa nelinkertaiseksi. 2-tasoisesta ja NPC:n rajakytkentätaajuus muuttuu 2 kHz:stä 3 kHz:iin, kun kuormitus nelinkertaistuu.

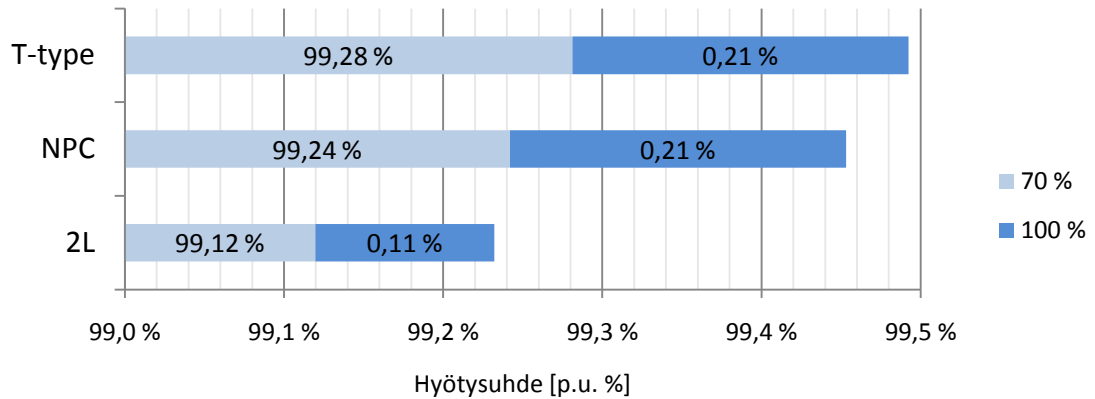
Kuvassa 4.20. on esitetty suuntaajasiltojen maksimi ulostulovirrat kytkentätaajuuden funktiona ja kyseisten simulointipisteiden hyötysuhteet.



Kuva 4.20. Maksimi ulostulovirta kytkentätaajuuden funktiona ja hyötysuhde ko. ulostulovirralla ja kytkentätaajuudella. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

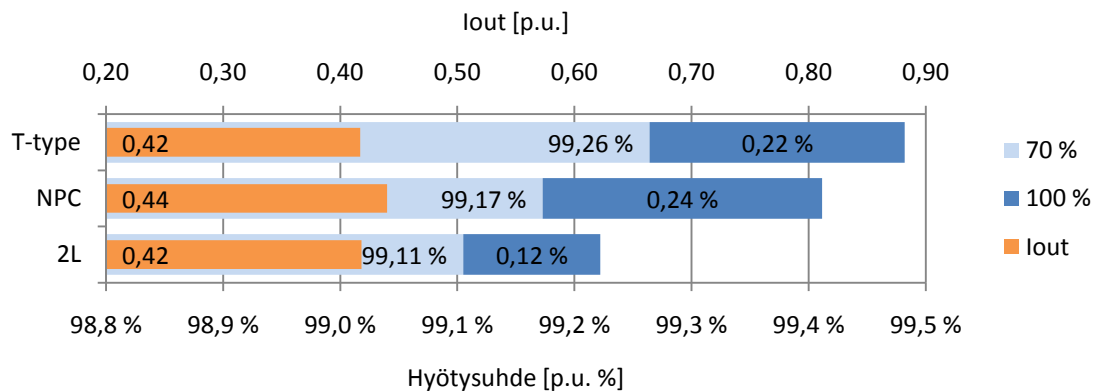
Kuten edellä jo todettiin 3 kHz kytkentätaajuudella topologiat ovat lähes tasavertaisia. Pienemmillä kytkentätaajuuksilla 2-tasoinen on parempi ja suuremmilla 3-tasoiset. T-tyyppi ja NPC ovat tasavertaiset, mutta yli 6 kHz kytkentätaajuuksilla NPC:n hyötysuhde on parempi. Maksimi ulostulovirroissa ei silti juurikaan ole eroja. 10 kHz:n kytkentätaajuudella 2-tasoisesta maksimi ulostulovirta on enää noin 55 % NPC:n maksimi ulostulovirrasta.

Kuvassa 4.21. on esitetty hyötysuhteen paraneminen puolijohdepinta-alan kasvaessa. T-tyypin ja NPC-topologialla hyötysuhde paranee molemmilla 0,21 ja 2-tasoisella 0,11 prosenttiyksikköä. 2-tasoisesta topologian hyötysuhde on 100 %:n modulilla huonompi kuin NPC:n ja T-tyypin topologioiden hyötysuhteet 70 %:n moduleilla.



Kuva 4.21. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla. Simulointiparametrit: $I_{out} = 0,41$ p.u., $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

Kuvassa 4.22. on simulointitulokset hyötysuhteen paranemisesta puolijohdepinta-alan kasvaessa, kun topologioiden ulostulovirta asetetaan maksimiinsa 70 %:n modulilla. Hyötysuhteissa ei ole isoja eroja verrattuna kuvan 4.21. tuloksiin, koska topologioiden maksimiulostulovirrat ovat hyvin lähellä toisiaan. NPC:n hyötysuhde paranee suhteellisesti eniten, noin 0,24 prosenttiyksikköä, ja sen maksimi ulostulovirta on myös suurin. Mielenkiintoinen yksityiskohta on, että vaikka NPC mahdollistaa suurimman ulostulovirran, niin T-tyypin topologiolla on parempi hyötysuhde molemmilla modulivaihtoehdoilla.



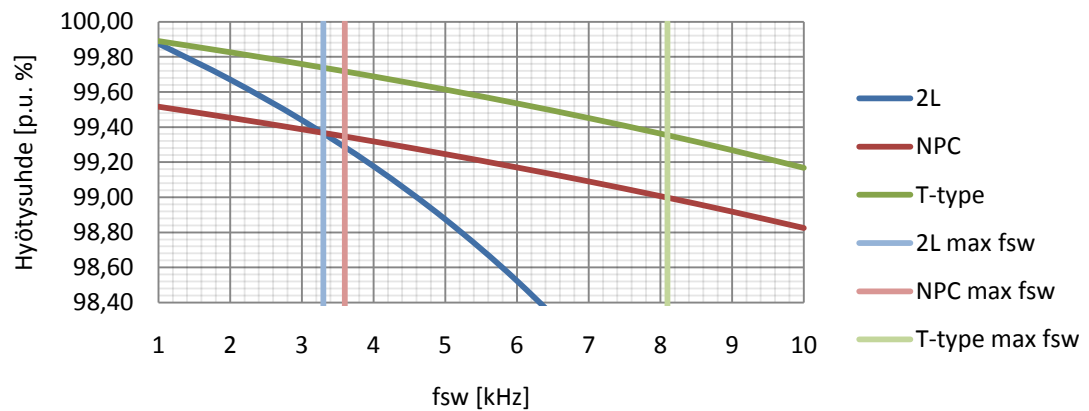
Kuva 4.22. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla, kun jokaisella topologiolla on maksimi ulostulovirta 70 % modulikoolla. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

Tämä selittyy simulointia rajoittavista lämpötiloista. NPC:n tapauksessa rajoittavana tekijänä toimii jäähdytyslementin lämpötila ja T-tyypin tapauksessa jokin yksittäisistä puolijohteista. Koska jäähdytyslementillä on tietty terminen resistanssi, se pystyy siirtämään tietyn häviötehon tietyllä lämpötilaerolla yhtälön (2.11) mukaisesti. NPC:n tapauksessa puolijohteiden yhteishäviöteho saavuttaa tämän raja-arvon. T-tyypillä taas

puolijohteiden yhteishäviöt ovat kyseisessä simulointipisteessä pienemmät, jolloin sen hyötysuhde on parempi, mutta jonkin yksittäisen puolijohteen terminen suorituskky rajoittaa sen häviötehoa ja samalla koko topologian maksimi ulostulovirtaa.

4.4.2 $\cos \phi = -0,9$

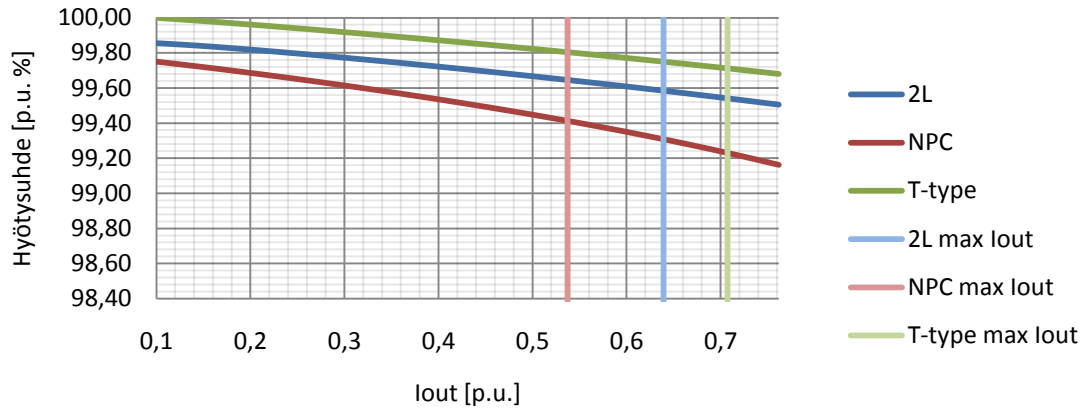
Seuraavaksi 1050 V välipiirin jännitteen simuloinnit, kun verkkovaihtosuuntaaja toimii tasasuuntaajana. Kuvassa 4.23. on suuntaajasiltojen hyötysuhteet kytkentätaajuuden funktiona.



Kuva 4.23. Suuntaajasillan hyötysuhde kytkentätaajuuden funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $I_{out}=0,5$ p.u., $\cos \phi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

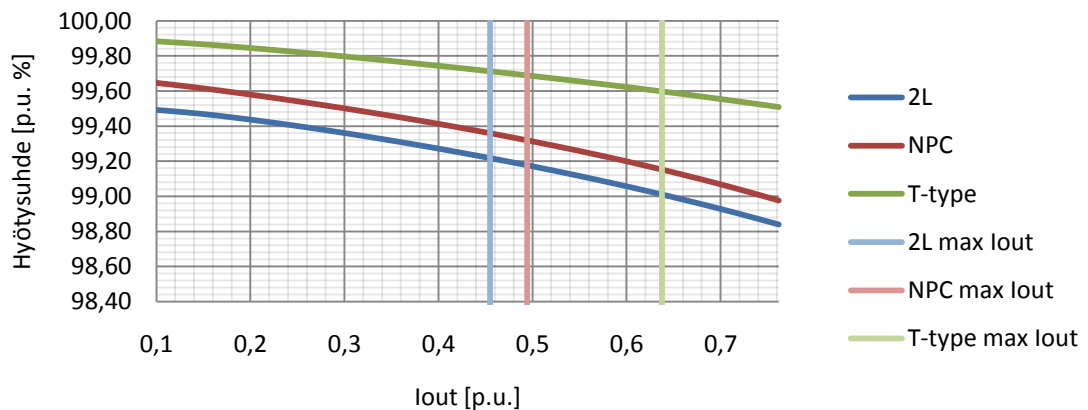
1 kHz:n kytkentätaajuudella 2-tasaisen ja T-tyypin topologian hyötysuhde on sama, mutta tätä suuremmilla kytkentätaajuuksilla T-tyypin hyötysuhde on selkeästi paras. T-tyypin maksimi kytkentätaajuus on täysin omaa luokkaansa ja se on noin 8 kHz:iä, kun 2-tasaisen ja NPC:n maksimi kytkentätaajuudet ovat noin 3,5 kHz:iä.

Kuvassa 4.24. on suuntaajasiltojen hyötysuhteet ulostulovirran funktiona 2 kHz:n kytkentätaajuudella. T-tyypin hyötysuhde on paras. Verrattuna 2-tasaiseen se on noin 0,15 ja NPC:hen noin 0,35 prosenttiyksikköä parempi. NPC-topologian maksimi ulostulovirta on pienin ja se on noin 75 % T-tyypistä. 2-tasaisen maksimi ulostulovirta on noin 90 % T-tyypistä.



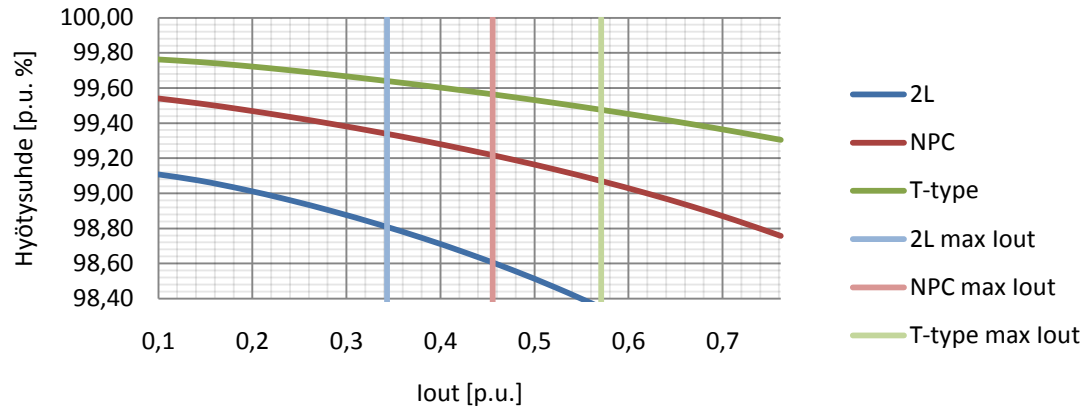
Kuva 4.24. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=2$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

KytKentätaajuuden noustessa 4 kHz:iin (kuva 4.25.), T-tyypin topologia on edelleen selkeästi paras. 2-tasaisen hyötysuhde ja maksimi ulostulovirta putoavat selkeästi kytKentätaajuuden kasvaessa. 2-tasaisen maksimi ulostulovirta on noin 70 % T-tyypistä.



Kuva 4.25. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

KytKentätaajuuden edelleen noustessa 6 kHz:iin (kuva 4.26.), T-tyypin topologian hyötysuhde ja maksimi ulostulovirta pysyvät vertailujoukon parhaina. 2-tasaisen topologian hyötysuhde putoaa noin 0,4 prosenttiyksikköä verrattuna 4 kHz kytKentätaajuuteen. NPC-topologian hyötysuhde pienenee vähiten kytKentätaajuuden kasvaessa. Silti sen hyötysuhde on noin 0,3 prosenttiyksikköä huonompi kuin T-tyypin topologian 6 kHz:n kytKentätaajuudella.



Kuva 4.26. Suuntaajasillan hyötysuhde ulostulovirran funktiona. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=6$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C.

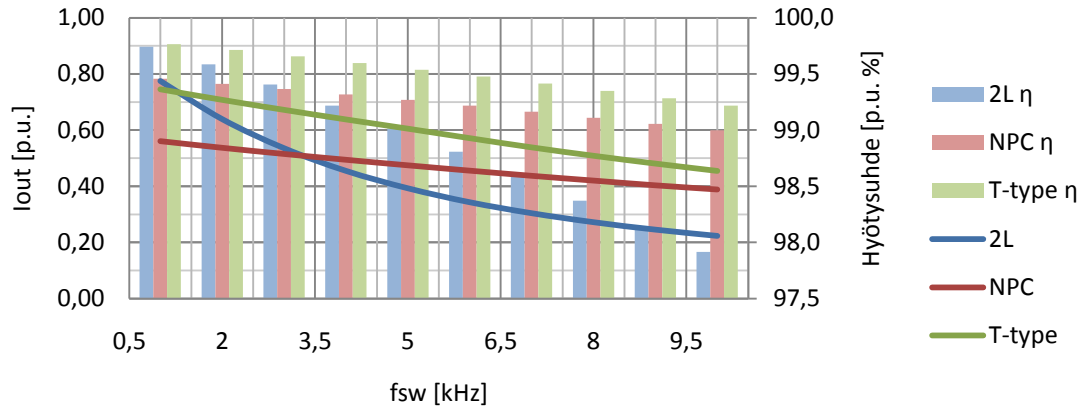
Taulukossa 4.7. on esitetty kolmella eri ulostulovirran arvolla kytkentätaajuuudet, joilla vertailuparin hyötysuhteet ovat samat. Suuremmilla kytkentätaajuuksilla jälkimmäisen topologian hyötysuhde on parempi. Suurimman ulostulovirran simulointi on vastaava kuin kuvan 4.23. simulointi. Kaksi muuta ulostulovirranarvoa ovat $\frac{1}{2}$ ja $\frac{1}{4}$ suurimmasta ulostulovirrasta.

Taulukko 4.7. Kolmella eri ulostulovirran arvolla rajakytkentätaajuuudet, joita suuremmilla kytkentätaajuuksilla 3-tasoisella topologialla on parempi hyötysuhde. $M=0,93$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

f_{sw} [kHz]	I_{out} [p.u.]		
	0,124	0,248	0,495
2L <--> T-type	0,8	0,9	0,9
2L <--> NPC	2,9	3,1	3,3

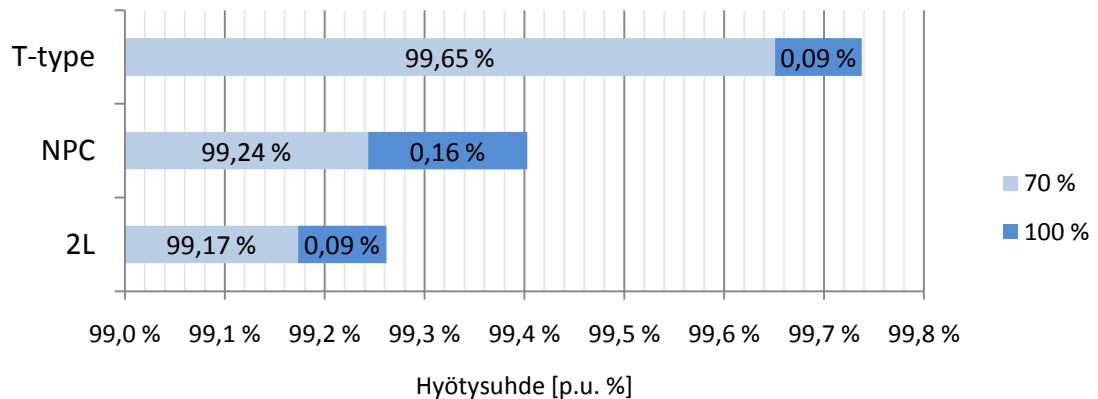
Verkkovaihtosuuntaajan toimiessa tasasuuntaajana ulostulovirralla ei juurikaan ole merkitystä rajakytkentätaajuuteen, jolla 2- ja 3-tasoisilla suuntaajasilloilla on sama hyötysuhde.

Kuvassa 4.27. on topologioiden maksimi ulostulovirta ja hyötysuhde kytkentätaajuuden funktiona. Kuvaajasta nähdään hyvin T-tyypin ylivoimaisuus tasasuuntauskäytössä. Toisaalta NPC-topologia saavuttaa T-tyyppiä korkeilla kytkentätaajuuksilla, mutta ero on vielä selkeä 10 kHz:n kytkentätaajudella. Korkeilla kytkentätaajuuksilla 2-tasaisen ja 3-tasaisen hyötysuhteissa on yli 1 prosenttiyksikön ero 3-tasaisen eduksi.



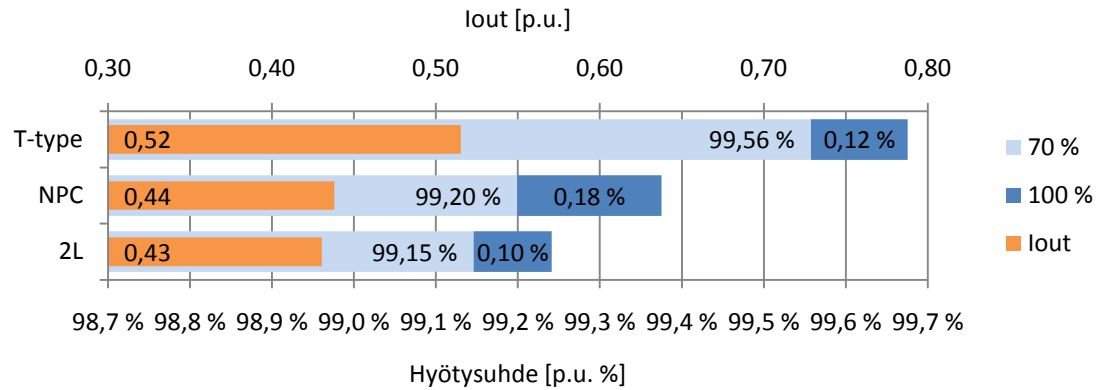
Kuva 4.27. Maksimi ulostulovirta kytentätaajuuden funktiona ja hyötysuhde ko. ulostulovirralla ja kytentätaajuudella. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

Kuvassa 4.28. on esitetty puolijohdepinta-alan vaikutus suuntaajasiltojen hyötysuhteisiin. NPC-topologia hyötyy puolijohteen lisäyksestä eniten ja sen hyötysuhde paranee 0,16 prosenttiyksikköä. T-tyyppin ja 2-tasaisen hyötysuhde paranee 0,09 prosenttiyksikköä modulin kasvaessa. T-tyyppin hyötysuhde 70 %:n modulilla on 0,25 prosenttiyksikköä. parempi kuin NPC-topologian hyötysuhde 100 %:n modulikoolla ja noin 0,4 prosenttiyksikköä parempi kuin 2-tasaisen topologian 100 %:n modulilla.



Kuva 4.28. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla. Simulointiparametrit: $I_{out} = 0,41$ p.u., $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

Kun jokaiselle topologialle asetetaan maksimaalinen ulostulovirta 70 %:n modulikoolla ja simuloidaan hyötysuhteen paraneminen 100 %:n modulilla saadaan kuvan 4.29. mukaiset tulokset.



Kuva 4.29. Hyötysuhde 70 % ja 100 % modulilla, kun jokaisella topologialla on maksimi ulostulovirta 70 % modulikoolla. Simulointiparametrit: $M=0,93$, $f_{out}=50$ Hz, $f_{sw}=4$ kHz, $\cos \varphi=-0,9$, $V_{DC}=1050$ V, $T_{amb}=40$ °C

NPC hyöttyy modulin kasvattamisesta eniten ja sen hyötysuhde paranee 0,18 prosenttiyksikköä. T-tyypin hyötysuhde on ylivoimaisesti paras, vaikka myös sen ulostulovirta on suurin.

5 TULOSTEN TARKASTELU

5.1 Hyötysuhde

765 V välipiirin jännitteellä verkkovaihtosuuntaajan toimiessa vaihtosuuntausmoodissa, T-tyypin topologialla on paras hyötysuhde alle 3 kHz kytkentätaajuuksia lukuun ottamatta. Matalilla kytkentätaajuuksilla 2-tasoisella topologialla on paras hyötysuhde. Korkeilla kytkentätaajuuksilla (>10 kHz) NPC-topologia nousee T-tyypin kanssa lähes tasoihin. Kun verkkovaihtosuuntaaja toimii tasasuuntaajana T-tyypin topologialla on selkeästi paras hyötysuhde.

1050 V välipiirin jännitteen puolijohteilla topologioiden erot ovat lähes vastaavat kuin matalammalla välipiirin jännitteellä. Vaihtosuuntaajana 2-tasoisella on paras hyötysuhde matalilla kytkentätaajuuksilla (<3 kHz) ja NPC-topologia nousee korkeilla kytkentätaajuuksilla (> 6 kHz) T-tyypin topologiaa paremmaksi. Tasasuuntaajana T-tyypin topologian hyötysuhde on ylivoimainen.

Tutkituista topologioista kytkentätaajuus vaikuttaa eniten perinteisen 2-tasoisin topologian hyötysuhteeseen. T-tyypin ja NPC-topologialla kytkentätaajuuden vaikutus hyötysuhteeseen on merkittävästi pienempi. Ulostulovirran vaikutus hyötysuhteeseen on kaikilla topologioilla lähes vastaava. Verkkovaihtosuuntaajan toimiessa vaihtosuuntaajana kytkentätaajuus, jolla 2-tasoisin ja NPC:n tai T-tyypin topologian hyötysuhde on sama vaihtelee ulostulovirran mukaan. Yleisesti mitä pienempi on ulostulovirta sitä matalammalla kytkentätaajuudella 3-tasoisin hyötysuhde on parempi kuin 2-tasoisella. Tämä johtuu johtotilanhäviöiden ~neliöllisestä virtariippuvuudesta ja kytkentähäviöiden ~linearisesta virta riippuvuudesta. Johtotilanhäviöiden ja kytkentähäviöiden suhde riippuu topologiasta ja toimintapisteestä, mikä vaikuttaa kunkin topologian käyttäytymiseen ulostulovirran mukaan.

5.2 Modulikoon kasvattaminen

Puolijohdemäärän kasvattamisella 70 %:n modulist 100 %:n moduliin saavutetaan 0,06-0,24 prosenttiyksikön parannus suuntaajasillan hyötysuhteeseen. Jos modulin hinta määräytyy suoraan puolijohdeen määrän mukaan, suurempi puolijohdemoduli maksaa noin 40 % enemmän. Friedli (2009) on todennut, että puolijohdekustannukset ovat 25-30 % verkkovaihtosuuntaajan kustannuksista. Näin suuremmalla puolijohdemäärällä varustettu verkkovaihtosuuntaaja olisi noin 10-15 % kalliimpi. Se, onko puolijohdemäärän kasvattaminen järkevää saavutettuun hyötysuhdeparannukseen verrattuna, riippuu energian hinnasta, koska laitteen korkeampi hinta tarvitsee säästää laitteen käyttökuluissa laitteen elinkaaren aikana. Korkean energian hinnan alueilla 0,2

prosenttiyksikön parannus hyötysuhteeseen on merkittävä säästö energiakuluissa. Esimerkiksi 0,10 €/kWh energian hinnalla ja 500 kW:n nimellistehoisella laitteella 0,2 prosenttiyksikön hyötysuhteen parannus tarkoittaa 876 €:n säästöä vuositasolla, jos laite toimii koko vuoden nimellistehollaan.

Lisäksi hyötysuhteen parannus vähentää häviölämmön määrää, mikä voi tietyissä käyttötapauksissa olla merkittävä etu. Samalla kun puolijohteiden liitoslämpötila pienenee, niiden luotettavuus paranee ja elinikä kasvaa. Näiden parannusten arviointi on hankalaa eikä niille suoraan pysty määrittämään kustannusmielessä saavutettua säästöä. (Amro et al. 2004)

Puolijohdemäärän kasvattamisen hyöty riippuu myös jäähdytysjärjestelmästä. Suuntaajasilan ulostulovirtaa voi rajoittaa joko yksittäisen puolijohteen liitoslämpötila tai jäähdytyslementin lämpötila. Kun yksittäinen puolijohdesiru rajoittaa ulostulovirtaa, puolijohteen lisäyksestä hyödytään enemmän kuin jos jäähdytysjärjestelmä on rajoittavana tekijänä. Tämä johtuu puolijohteen lisäyksen aiheuttamasta termisen resistanssin pienenemisestä liitoksesta jäähdytysripaan. Jäähdytysrivän ja ympäristön välinen terminen resistanssi ei muutu puolijohteen lisäyksestä. Kun liitoslämpötila rajoittaa ulostulovirtaa, terminen resistanssi liitoksesta jäähdytysripaan on määrävämpi kuin jäähdytysrivän ja ympäristön terminen resistanssi. Tässä tapauksessa puolijohteen liitoslämpötila ja häviöt pienenevät enemmän kuin jos jäähdytysjärjestelmä olisi rajoittavana.

5.3 Virhearviointi

Jokaisessa simuloinnissa on oletuksia ja yksinkertaistuksia, mitkä aiheuttavat virhettä simulointituloksiin. Ehdottomasti suurin epävarmuustekijä tehdyissä simuloinneissa on laskennallisten modulien ja niiden parametrien oikeellisuus. Laskennallisissa moduleissa puolijohdealat ovat samat, mutta puolijohdesirujen lukumäärät vaihtelevat topologian mukaan. Koska modulien fyysinen koko on rajoitettu, modulien täyttöaste, eli puolijohdealan suhde modulin mittoihin, on sama. Todellisuudessa kaikkien topologioiden täyttöaste ei välttämättä ole sama, jolloin puolijohdepinta-ala eri topologioiden fyysisesti samankokoisten modulien välillä on eri. Tällöin myös puolijohteiden parametrien laskennassa tulee virhettä, vaikka itsessään parametrien lasku ei aiheuta suuria virheitä, jos käytetyt puolijohdesirumäärät ovat tunnettuja.

Toinen mahdollinen virhetekijä on termisten resistanssien laskenta. Lähtökohtaisesti on väärin olettaa yhden sirun terminen resistanssi vakioksi ja laskea koko kytkimen terminen resistanssi jakamalla se rinnankytkettyjen sirujen määrällä. Mutta koska yksittäisen sirun termisen resistanssin laskentaan on käytetty oikean modulin termistä resistanssia, mikä huomioi rinnankytkettyjen sirujen vuorovaikutuksen tietyssä modulin puolijohdeasetelmassa, on laskentatapa järkevä tietyn sirulukumäärän jälkeen.

Jäähdytysjärjestelmän termisen resistanssin eli jäähdytyskyvyn arvioinnissa tehdyt virheet aiheuttavat myös virhettä laskentaan. Toisaalta jäähdytysjärjestelmän suorituskvyn virhearviot näkyvät jokaisen topologian simulointituloksissa, jolloin

topologioiden välisiin eroihin ei aiheudu suuria virheitä. Modulin koon muuttaminen saattaa vaikuttaa jäähdytysjärjestelmän termiseen suorituskyykyyn. Jos puolijohdemodulin fyysiset mitat pysyvät samoina ja puolijohdesiruilla on enemmän tilaa, terminen suorituskyyky ei heikkene. Mutta jos puolijohdemäärän pienentyessä myös modulin fyysiset mitat pienenevät, saattaa jäähdytysjärjestelmän terminen suorituskyyky huonontua. Tehdyissä simuloinneissa oletettiin jäähdytysjärjestelmän suorituskyyvyn pysyvän vakiona sekä pienemmälle että suuremmalla modulille eli pienempi määrä puolijohdetta on levitetty samalle alueelle kuin suuremman puolijohdemäärän modulissa. Näin ollen termisessä mielessä eri modulikokojen simulointituloksissa ei pitäisi tulla suuria virheitä.

6 YHTEENVETO

Tässä työssä tutkittiin verkkovaihtosuuntaajan suuntaajasillan topologioita. Tutkimus keskittyi jo kaupallistettuihin tai lähitulevaisuudessa kaupallistettaviin topologioihin. 2-tasoinen topologia on tällä hetkellä selkeästi yleisin pienjännite suuntaajasiltatopologia ja sitä vertailtiin kolmeen 3-tasoiseen topologiaan. Simuloinneissa tutkittiin 2-tasaisen, 3-tasaisen NPC-topologian ja 3-tasaisen T-tyypin topologian hyötysuhteen käyttäytymistä kytkentätaajuuden, ulostulovirran ja tehokertoimen mukaan. Lisäksi tutkittiin puolijohdepinta-alan kasvattamisen ja siitä seuranneen puolijohdekomponenttien liitoslämpötilan pienenemisen vaikutusta hyötysuhteeseen. Tuloksissa keskityttiin pelkästään hyötysuhteisiin, eikä yksittäisten komponenttien häviöihin tai lämpötiloihin otettu kantaa.

Simulointituloksien perusteella 3-tasoisella T-tyypin topologialla on mahdollista saavuttaa keskimäärin paras hyötysuhde verkkovaihtosuuntaajasovelluksessa. Erityisesti verkkovaihtosuuntaajan toimiessa tasasuuntaajana T-tyypin hyötysuhde on ylivoimainen molemmilla tutkituilla välipiirin jännitteen tasoilla. Perinteinen 2-tasoinen topologia on edelleen hyvä vaihtoehto, jos kytkentätaajuus pidetään suhteellisen matalana. Mikäli välipiirin jännitetasoa halutaan nostaa yli 1200 V, NPC-topologia jää ainoaksi topologiavaihtoehdoksi, kun käytetään yleisesti saatavilla olevia puolijohdeiteita. Tämä voi tehdä NPC-topologiasta houkuttelevan vaihtoehdon myös matalammille jännitetasoille, kun halutaan välttää usean eri topologian käyttöä eri jännitetasoilla.

Tässä työssä esitettyjä simulointituloksia ei saa yleistää kaikenkattaviksi, koska simuloinnin lähtökohtana oli tietty laiterakenne ja puolijohdesirut. Näiden vaikutus simulointituloksiin on merkittävä ja erilaisilla alkuparametreilla simulointitulokset todennäköisesti poikkeaisivat esitetyistä tuloksista. Työtä varten tehdyllä Excel-simulaattorilla voidaan yksinkertaisesti vaihtaa simulointiparametreja ja puolijohdesiruja, jolloin erilaisten laiterakenteiden aiheuttamia muutoksia topologioiden välisiin eroihin pystytään tutkimaan.

Topologioiden tasapuolinen vertailu osoittautui mahdottomaksi kaupallisesti saatavilla olevilla puolijohdeiteilla. Niinpä puolijohdemodulit jouduttiin laskemaan melko karkein oletuksin ja tästä aiheutui jonkinlaista virhettä simulointituloksiin. Tarkempia tuloksia haluttaessa modulilaskenta tarvitsee jatkokehitystä. Simulaattorin laskentaan liittyy epävarmuutta, koska sitä ei verifioitu prototyyppimittalaitteistolla. Verifiointi on selkeästi yksi jatkotutkimuskohde.

LÄHTEET

- Amro, R., Lutz, J. & Lindeman A. Power cycling with high temperature swing discrete components based on different technologies. Power Electronics Specialist Conference PESC IEEE 35th Annual, Aachen, Germany, 20/25 Jun. 2004. Vol.4. pp. 2593-2598.
- Brückner, T. & Bernet, S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches. Power Electronics Specialists Conference PESC IEEE 32nd Annual, Vancouver, BC , Canada, 17-21 Jun. 2001. Vol.2. pp. 1135 – 1140.
- Celanovic, N. & Boroyevich, D. A Comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, March 2000. Vol.15. No. 2. pp. 242-249.
- Chokhawala, R., Catt, J. & Pelly, B. Gate drive considerations for IGBT modules. IEEE Transactions on Industry Applications, May/June 1995. Vol. 31. pp. 603-611.
- Friedli, T. & Kolar, J. W. A Semiconductor area based assessment of AC motor drive converter topologies. Applied Power Electronics Conference and Exposition IEEE 24th Annual, Washington, DC, USA, 15-19 Feb. 2009. pp.336-342.
- Fuji Electric, IGBT modules - Application manual 2004 [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: <http://www.fujielectric.com/>
- Infineon Technologies (2009) Application Note, V 1.1 IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: <http://www.infineon.com>
- Infineon Technologies, IGC70T120T6RM datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: <http://www.infineon.com>
- Infineon Technologies, SIGC42T170R3G datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: <http://www.infineon.com>
- Infineon Technologies, SIGC54T60R3 datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: <http://www.infineon.com>
- Khanna, V. IGBT: Theory and Design. 2003. A Wiley-Interscience publication. 626 p.

- Lai, J. & Peng, F. Multilevel converters – a new breed of power converters. IEEE Transactions on Industry Applications, May-June 1996. Vol. 32 Iss. 3. pp. 2348-2356.
- Linder, S. Power Semiconductors. 1st edition. 2006. CRC Press. 262 p.
- Liserre, M., Blaabjerg, F. & Hansen, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. IEEE Transactions on Industry Applications, September/October 2005. Vol. 41. No. 5. pp. 1281-1291
- Mohan, N., Undeland T., Robbins W. Power Electronics: Converters, Applications and Design. 3rd edition. 2003. John Wiley & Sons. 802 p.
- Salo, M. Sähkökäyttöjen ohjaustekniikka. Tampere 2006, Tampereen teknillinen yliopisto, tehoelektroniikan laitos. Luentomateriaali.
- Schweizer, M., Lizama, I., Friedli, T. & Kolar, J. Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 7-10 Nov. 2010. pp. 391-396.
- Semikron Oy (2009) Application Note AN-9001, IGBT4 and free wheeling diode CAL4 in IGBT modules [WWW]. [viitattu 8.3.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron Oy (2012) Application Note AN-11001, 3L NPC & TNPC Topology [WWW]. [viitattu 8.3.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron Oy SEMiX302GB066Hds datalehti [WWW]. [viitattu 8.2.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron Oy SEMiX452GB126Hds datalehti [WWW]. [viitattu 8.2.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron Oy SEMiX452GB176Hds datalehti [WWW]. [viitattu 8.2.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron SKCD 46 C 120 I4F R datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Semikron SKCD 61 C 060 I3 datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: www.semikron.com

- Semikron SKCD 61 C 170 I HD datalehti [WWW]. [viitattu 20.4.2012]. Saatavissa: www.semikron.com
- Simons, R. Estimating parallel plate-fin heat sink thermal resistance. [WWW]. ElectronicsCooling, Issue: Feb. 2003, [viitattu 10.6.2012]. Saatavissa: <http://www.electronics-cooling.com/>
- Soeiro, T., Schweizer, M., Linner, J., Ranstad, P. & Kolar, J. Comparison of 2- and 3-level active filters with enhanced bridge-leg loss distribution. IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 30 May – 3 June 2011. pp. 1835-1842.
- Teichmann, R. & Bernet, S. A Comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. IEEE Transactions on Industry Application, May/June 2005. Vol. 41. No.3. pp. 855-865.
- Vacon NX Active Front End Application manual [WWW]. [viitattu 19.4.2012]. Saatavissa: www.vacon.com
- Vacon NX Active Front End User's manual [WWW]. [viitattu 19.4.2012]. Saatavissa: www.vacon.com
- Wintrich, A., Nicolai, U., Reimann, T., Tursky, W. Application Manual Power Semiconductors. 2011. Semikron International GmbH. 454 p.
- Yamanaka, K., Hava, A., Kirino, H., Tanaka, Y., Koga, N. & Kume, T. A Novel neutral point potential stabilization technique using the information of output current polarities and voltage vector. IEEE Transactions on Industry Applications, November/December 2002. Vol. 38. No. 6. pp. 1572-1580.

LIITE 1

2LVSI-topologian häviölaskenta (Wintrich et al. 2011, s.303)

IGBT T₁ & T₂

Johtotila:

$$\begin{aligned}
 P_{cond,T1} = I_{out} * \sqrt{2} * \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M * \cos \varphi}{8} \right) * (V_{ce0} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) \\
 + I_{out}^2 * 2 * \left(\frac{1}{8} + \frac{M * \cos \varphi}{3\pi} \right) \\
 * (r_{ce0} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)).
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 P_{sw,T1} = f_{sw} * E_{sw} * \frac{\sqrt{2}}{\pi} * \left(\frac{I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,T}} \\
 * (1 - TK_{Esw} * (T_{ref,T} - T_{j,T})).
 \end{aligned} \tag{2}$$

FWD D₁ & D₂

Johtotila:

$$\begin{aligned}
 P_{cond,D1} = I_{out} * \sqrt{2} * \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M * \cos \varphi}{8} \right) * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \\
 + I_{out}^2 * 2 * \left(\frac{1}{8} - \frac{M * \cos \varphi}{3\pi} \right) * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C))
 \end{aligned} \tag{3}$$

KytKentä:

$$\begin{aligned}
 P_{sw,D1} = f_{sw} * E_{rr} * \frac{\sqrt{2}}{\pi} * \left(\frac{I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,D}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,D}} \\
 * (1 - TK_{Err} * (T_{ref,D} - T_{j,D}))
 \end{aligned} \tag{4}$$

LIITE 2

NPC-topologian häviölaskenta (Semikron Oy Application Note AN-11001)

IGBT T₁ & T₄

Johtotila:

$$P_{cond,T1} = \frac{I_{out} * \sqrt{2} * M}{12\pi} * \left\{ 3 * [(\pi - \varphi) * \cos \varphi + \sin \varphi] * (V_{ce0} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} * 2 * (1 + \cos \varphi)^2 * (r_{ce0} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) \right\} \quad (5)$$

KytKentä:

$$P_{sw,T1} = f_{sw} * E_{sw} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,T}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 + \cos \varphi] \right) * \left(1 - TK_{ESW} * (T_{ref,T} - T_{j,T}) \right) * G_T \quad (6)$$

IGBT T₂ & T₃

Johtotila:

$$P_{cond,T2} = \frac{I_{out} * \sqrt{2}}{12\pi} * \left\{ [12 + 3 * M * (\varphi * \cos \varphi - \sin \varphi)] * (V_{ce0} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} * [3\pi - 2 * M * (1 - \cos \varphi)^2] * (r_{ce0} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) \right\} \quad (7)$$

KytKentä:

$$P_{sw,T2} = f_{sw} * E_{sw} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,T}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 - \cos \varphi] \right) * \left(1 - TK_{ESW} * (T_{ref,T} - T_{j,T}) \right) * G_T \quad (8)$$

FWD D₁ & D₄

Johtotila:

$$P_{cond,D1} = \frac{I_{out} * \sqrt{2} * M}{12\pi} * \left\{ 3 * [-\varphi * \cos \varphi + \sin \varphi] * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right. \\ \left. + I_{out} * \sqrt{2} * 2 * (1 - \cos \varphi)^2 * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right\} \quad (9)$$

Kytcentä:

$$P_{sw,D1} = f_{sw} * E_{rr} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,D}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,D}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 - \cos \varphi] \right) \\ * \left(1 - TK_{Err} * (T_{ref,D} - T_{j,D}) \right) * G_D \quad (10)$$

FWD D₂ & D₃

Johtotila:

$$P_{cond,D2} = \frac{I_{out} * \sqrt{2} * M}{12\pi} * \left\{ 3 * [-\varphi * \cos \varphi + \sin \varphi] * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right. \\ \left. + I_{out} * \sqrt{2} * 2 * (1 - \cos \varphi)^2 * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right\} \quad (11)$$

Kytcentä:

$$P_{swD2} = 0 \quad (12)$$

NPC diodit D₅ & D₆

Johtotila:

$$P_{cond,D5} = \frac{I_{out} * \sqrt{2}}{12\pi} * \left\{ [12 + 3 * M * ((2\varphi - \pi) * \cos \varphi - 2 * \sin \varphi)] \right. \\ * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} \\ * [3\pi - 4 * M * (1 + \cos \varphi^2)] \\ \left. * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right\} \quad (13)$$

Kytcentä:

$$P_{sw,D1} = f_{sw} * E_{rr} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,D}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,D}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 + \cos \varphi] \right) \\ * \left(1 - TK_{Err} * (T_{ref,D} - T_{j,D}) \right) * G_D \quad (14)$$

LIITE 3

T-tyypin topologian häviölaskenta (Semikron Oy Application Note AN-11001)

IGBT T₁ & T₂

Johtotila:

$$P_{cond,T1} = \frac{I_{out} * \sqrt{2} * M}{12\pi} * \left\{ 3 * [(\pi - \varphi) * \cos \varphi + \sin \varphi] * (V_{ce0} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} * 2 * (1 + \cos \varphi)^2 * (r_{ce0} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) \right\} \quad (15)$$

KytKentä:

$$P_{sw,T1} = f_{sw} * E_{sw} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,T}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 + \cos \varphi] \right) * (1 - TK_{ESW} * (T_{ref,T} - T_{j,T})) * G_T \quad (16)$$

IGBT T₃ & T₄

Johtotila:

$$P_{cond,T2} = \frac{I_{out} * \sqrt{2}}{12\pi} * \left\{ [12 + 6 * M * (\varphi * \cos \varphi - \sin \varphi) - 3 * M * \pi * \cos \varphi] * (V_{ce0} + TK_{vce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} * [3\pi - 4 * M * (1 + \cos \varphi^2)] * (r_{ce0} + TK_{rce} * (T_{j,T} - 25^\circ C)) \right\} \quad (17)$$

KytKentä:

$$P_{sw,T3} = f_{sw} * E_{sw} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,T}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,T}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 - \cos \varphi] \right) * (1 - TK_{ESW} * (T_{ref,T} - T_{j,T})) * G_T \quad (18)$$

FWD D₁ & D₂

Johtotila:

$$P_{cond,D1} = \frac{I_{out} * \sqrt{2} * M}{12\pi} * \left\{ 3 * [-\varphi * \cos \varphi + \sin \varphi] * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right. \\ \left. + I_{out} * \sqrt{2} * 2 * (1 - \cos \varphi)^2 * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right\} \quad (19)$$

Kytentä:

$$P_{sw,D1} = f_{sw} * E_{rr} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,D}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,D}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 - \cos \varphi] \right) \\ * \left(1 - TK_{Err} * (T_{ref,D} - T_{j,D}) \right) * G_D \quad (20)$$

FWD D₃ & D₄

Johtotila:

$$P_{cond,D3} = \frac{I_{out} * \sqrt{2}}{12\pi} * \left\{ [12 + 3 * M * (2 * \varphi * \cos \varphi - 2 * \sin \varphi) - 3 * M * \pi \right. \\ * \cos \varphi] * (V_{f0} + TK_{vf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) + I_{out} * \sqrt{2} \\ * [3\pi - 4 * M * (1 + \cos \varphi^2)] \\ \left. * (r_{f0} + TK_{rf} * (T_{j,D} - 25^\circ C)) \right\} \quad (21)$$

Kytentä:

$$P_{sw,D3} = f_{sw} * E_{rr} * \left(\frac{\sqrt{2} * I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_{i,D}} * \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}} \right)^{K_{v,D}} * \left(\frac{1}{2\pi} * [1 + \cos \varphi] \right) \\ * \left(1 - TK_{Err} * (T_{ref,D} - T_{j,D}) \right) * G_D \quad (22)$$